



БИБЛИОТЕКА ПРИВОРОСТРОИТЕЛЯ



ПРЕЦИЗИОННЫЕ ДАТЧИКИ УГЛА С ПЕЧАТНЫМИ ОБМОТКАМИ

Москва "МАШИНОСТРОЕНИЕ" 1977

Авторы: Л. Н. Сафонов, В. Н. Волнянский, А. И. Окулов,
В. Н. Прохоров

Рецензент канд. техн. наук Ф. Ф. Галтеев

Прецизионные датчики угла с печатными обмотками. Библиотека приборостроителя. М., «Машиностроение», 1977. 152 с.

В книге рассмотрены точные датчики угла с печатными обмотками — круговые индуктосины. Приведены схемы следящих систем и фазовращателей с использованием индуктосинов. Изложена теория технологических погрешностей индуктосина, рассмотрены его конструкция, технология изготовления, методы контроля точности и методы расчета. Ряд вопросов является общим для других типов многополюсных датчиков угла.

Книга рассчитана на инженеров, работающих в области точных измерений угловых и линейных перемещений.

Табл. 8, ил. 89, список лит. 27 назв.

ИБ № 1311

Лев Николаевич САФОНОВ
Владимир Николаевич ВОЛНЯНСКИЙ
Адольф Иванович ОКУЛОВ
Валерий Николаевич ПРОХОРОВ

ПРЕЦИЗИОННЫЕ ДАТЧИКИ УГЛА
С ПЕЧАТНЫМИ ОБМОТКАМИ

Редактор издательства Л. К. Тучкова
Технический редактор Л. А. Макарова
Корректор А. А. Снастина

Сдано в набор 24/III 1977 г. Подписано к печати 19/VIII 1977 г. Т-09299
Формат 84×108^{1/32} Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 7,98 Уч.-изд. л. 9,9
Тираж 5000 экз. Заказ 291 Цена 50 коп.

Издательство «Машиностроение», 107885, ГСП, Москва, Б-78, 1-й Басманный пер., 3. Московская типография № 6 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 109088, Москва, Ж-88, Южнопортовый пр., 24.

П 31305-254 254-77 © Издательство «Машиностроение», 1977 г.
038(01)-77

Современные тенденции в развитии точных измерительных преобразователей угла определяются тем, что, с одной стороны, наблюдается резкий рост требований к точности преобразователей, с другой — резко расширяются сфера и масштабы их применения. Поэтому одним из важнейших требований, предъявляемых производством к первичным датчикам таких преобразователей, является их технологичность и малая чувствительность к технологическим погрешностям.

Значительный прогресс в повышении точности измерения угловых и линейных положений и перемещений средствами автоматики был достигнут благодаря использованию принципа электрической редукции, развитого в исследованиях, проведенных в нашей стране и за рубежом. Среди исследователей систем с электрической редукцией в нашей стране должны быть названы прежде всего Н. И. Чистяков, Д. В. Свечарник, А. А. Ахметжанов, А. В. Мироненко, В. Ф. Шаньгин и др.

Среди датчиков угла с электрической редукцией большой интерес разработчиков привлекает индуктосин — индукционный датчик угла с плоскими печатными обмотками. Разработанный вначале для применения в системах специального назначения, индуктосин быстро получил широкое распространение и в других отраслях техники. Особенно широкое применение индуктосин получил в системах числового программного управления (ЧПУ) металлорежущими станками.

Анализ большого количества зарубежных систем ЧПУ показывает, что 24% систем оснащено индуктосинами. По прогнозам развития подобных систем потребность до 1990 г. в измерительных преобразователях типа индуктосин только для металлорежущих станков в США составит 250 000 шт. Производство индуктосинов освоено рядом фирм США, Италии, ФРГ, Японии и других стран.

Основное достоинство индуктосина состоит в том, что при его производстве используется однажды изготовленный комплект фотошаблонов, с которых и производится фотопечать обмоток датчиков. Такая технология обеспечивает высокую повторяемость характеристик, малую стоимость изделий, снижает вероятность брака. В принципе изготовление датчика может быть полностью автоматизировано.

Достоинством датчиков типа индуктосин является также и то, что хотя высокие точности можно получить лишь при сравнительно

больших диаметрах обмоток, объем, занимаемый датчиком, остается малым. Это позволяет создавать встроенные конструкции, когда стабильность поверхностей обмоток обеспечивается жесткостью конструкции основного изделия, либо совмещенные конструкции, когда обмотки выполняются непосредственно на взаимно перемещающихся деталях изделия.

Вопросам теории и практики индуктопина посвящено большое число статей в периодической печати. Значительный вклад в исследования внесли Н. Н. Александров, Д. А. Бычтин, И. Я. Гольдман, Э. В. Андреев, А. П. Ираний и др. Предлагаемая книга обобщает более чем десятилетний опыт работы авторов в области точных датчиков угла и устройств на их основе, а также ряд вопросов, затронутых в журнальных статьях и патентной литературе.

Книга состоит из четырех глав. Первая глава знакомит читателя с возможными конструкциями обмоток индуктопина и устройствами на его основе. Вторая и третья главы содержат электромагнитный расчет индуктопина и теорию его технологических погрешностей. При этом большое внимание уделено многослойным обмоткам, предложенным сравнительно недавно и существенно расширяющим технологические возможности индуктопина. В четвертой главе рассмотрены варианты конструкций и некоторые вопросы технологии производства. Особое внимание уделено вопросам контроля точности, особенно методам сравнительной аттестации, которые по мере роста точности датчиков займут важное место среди других методов контроля точности и являются возможным решением острой проблемы достоверной аттестации датчиков с точностями порядка 0,5—2". Завершается книга примерами расчета и проектирования круговых индуктопинов. Такие вопросы, как фазовращатели с модуляцией проводимости, теория интегрального эффекта, контроль точности являются в значительной мере общими для многополюсных систем любых типов, и этот материал может быть полезен разработчикам таких систем. П. 2 и 4 написаны совместно А. И. Окуловым и Л. Н. Сафоновым, п. п. 3, 16, 17 и 19 написаны совместно В. Н. Волнянским, В. Н. Прохоровым и Л. Н. Сафоновым, остальное написано Л. Н. Сафоновым. В написании п. 3 принял участие Л. Г. Русаков. Для удобства чтения основные обозначения приведены в начале книги.

Авторы с признательностью примут замечания, присланные в адрес издательства: 107885, Москва, Б-78, 1-й Басманный пер., д. 3.

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- α'_i — аргумент вектора тока фазы номер i многофазной системы возбуждения фазовращателя, эл. рад.;
- α_j'' — аргумент комплексной проводимости фазы номер j многофазного фильтра обратной последовательности, эл. рад.
- a_n — относительная амплитуда высшей пространственной гармоники с кратностью n ;
- b_μ — толщина магнитопровода, см;
- b_p — ширина резца, см;
- b_π — толщина изоляционной прослойки между обмоткой и магнитопроводом, см;
- b_c — расстояние между слоями в многослойной обмотке, см;
- β'_k — пространственный угол фазы номер k многофазной системы обмоток возбуждения;
- β_l'' — то же, для выходных обмоток;
- D — внешний диаметр рабочего участка обмоток, см;
- D_{cp} — средний диаметр рабочего участка обмотки, см;
- d — внутренний диаметр рабочего участка обмоток, см;
- D_p, d_p — внешний и внутренний диаметры обмотки ротора;
- D_c, d_c — то же, для обмотки статора;
- Δ — толщина проводящего слоя обмотки, см;
- e_p, e_c — радиальный эксцентриситет обмоток ротора и статора, мм;
- $E_{\phi m}$ — максимальное (по углу) действующее значение ЭДС фазы;
- e — отношение ширины проводника к полюсному делению;
- e' — то же, на максимальном диаметре рабочего участка;
- e_p, e_c — то же, для ротора и статора;
- φ — угол поворота ротора относительно статора;
- g'_k — комплексная проводимость фазы номер k многофазного фазовращателя;
- g_l'' — то же, для фильтра обратной последовательности;
- γ_p, γ_c — углы между направлением перекося и эксцентриситета для ротора и статора;
- h — зазор в свету между обмотками, см;
- h_a — эквивалентный зазор между обмотками: $h_a = h + \Delta$;
- H — напряженность поля, А/см;
- H_ν — относительный коэффициент пропускания простран-

венной гармоники номер v через зазор (по отношению к рабочей гармонике номер p);

H_E — конструктивный параметр;

η_p, η_c — относительные значения радиальных эксцентриситетов (по отношению к среднему радиусу рабочего участка обмоток);

I — ток возбуждения, А;

j — плотность тока в обмотке возбуждения, А/см²;

j_n — амплитуда плотности тока высшей пространственной гармоники с кратностью n ;

k_{pn} — обмоточный коэффициент распределения для пространственной гармоники с кратностью n ;

k_h — конструктивный параметр; $k_h = \frac{4ph_z}{D+d}$;

κ_p, κ_c — углы неперпендикулярности плоскостей обмоток ротора и статора оси вращения;

l_{np} — радиальная длина проводника, см;

$\lambda_{vs}, \lambda_{vc}$ — синусная и косинусная составляющие относительной амплитуды паразитной гармоники порядка v в функции возбуждения;

$\lambda'_{vs}, \lambda'_{vc}$ — составляющие относительных обмоточных коэффициентов выходной обмотки для гармоники номер v ;

m', m'' — число фаз обмотки возбуждения и выходной обмотки;

N — число секторов-секций в фазе;

ξ — отношение диаметров рабочих участков обмоток; $\xi = d/D$;

n — кратность высшей пространственной гармоники (по отношению к рабочей);

v — номер высшей пространственной гармоники с периодом $2\pi/v$;

p — число пар полюсов;

r — число витков в фазе;

q_c — число слоев многополюсной обмотки;

q — число витков в секции;

R_{cp} — средний радиус рабочего участка обмоток, см;

R_1, R_2 — сопротивление обмотки возбуждения и фазы выходной обмотки, Ом;

s — конструктивный параметр, $s = \pi/r$;

S — конструктивный параметр, $S = \frac{2p}{N}$;

t_p, t_c — перекося плоскостей обмоток ротора и статора, измеренный на среднем диаметре;

τ — полюсное деление на среднем диаметре рабочего участка обмоток, см;

U'_n, U''_n — составляющие напряжения на нагрузке фазовращателя с условием прямым и обратным направлением вращения фазы;

χ_p, χ_c — коэффициенты интегрального эффекта;

Z_{kl} — коэффициент взаимной индукции фазы номер k входной обмотки и фазы номер l выходной обмотки.

ГЛАВА I.

КРУГОВОЙ ИНДУКТОСИН И УСТРОЙСТВА НА ЕГО ОСНОВЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. ОБМОТКИ

Индукционный датчик угла с печатными обмотками — круговой индуктосин — представляет собой разновидность многополюсного поворотного трансформатора с обмотками, выполненными фотохимическим методом.

Высокая точность индуктосина определяется действием трех основных факторов:

а) возможностью выполнения датчика с большим коэффициентом электрической редукции;

значение p может достигать 300 и более при сравнительно небольших габаритных размерах;

б) явлением интегрального эффекта — статистического усреднения погрешностей в выполнении отдельных проводников — полюсов, и технологическими возможностями получения малых погрешностей;

в) благоприятными условиями для обеспечения высокой синусоидальности функций коэффициентов взаимной индукции между обмотками возбуждения и сигнальными обмотками.

Основными деталями кругового индуктосина являются два диска (ротор и статор) из изоляционного материала (керамика, стекло и т. п.) или металла (сталь, алюминиевый сплав, чугун). Один из дисков соединяется с валом, угловое положение которого подлежит измерению, второй — неподвижен. На торцевых поверхностях, обращенных друг к другу, диски несут печатные обмотки, имеющие вид радиального раstra, составленного из плоских проводников.

Конструкция и обмотки кругового индуктосина показаны на рис. 1.

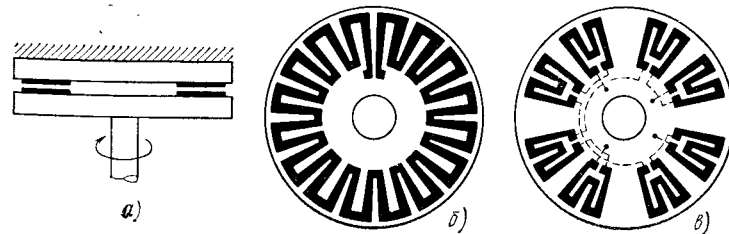


Рис. 1. Конструкция индуктосина:

а — конструкция; б — однофазная обмотка; в — секторная двухфазная обмотка

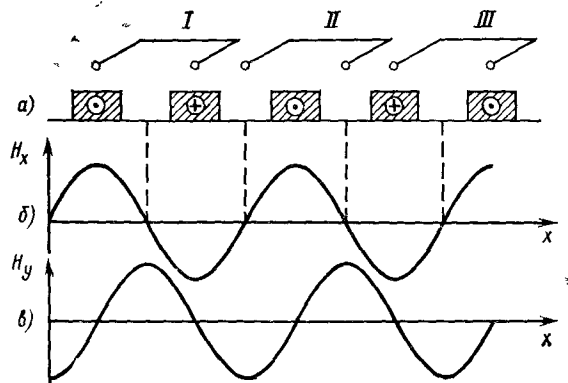


Рис. 2. Электромагнитное поле в воздушном зазоре индуктосина

На внутренних и периферических концах проводники соединены лобовыми частями.

В простейших конструкциях индуктосина одна из обмоток (рис. 1, б) однофазная, вторая (рис. 1, в) двухфазная. Первая составлена из $2r$ проводников. При подключении переменного напряжения к зажимам такой обмотки в пространстве, окружающем обмотку, возникает переменное электромагнитное поле и в каждом витке вторичных обмоток индуцируется ЭДС. На рис. 2, а показана часть развертки сечения однофазной обмотки коаксиальной цилиндрической поверхностью, перпендикулярной плоскости обмотки.

Рассмотрим электромагнитное поле в плоскости, параллельной поверхности однофазной обмотки и отстоящей от нее на расстоянии, соответствующем середине сечения проводников вторичной обмотки. При движении в этой плоскости вдоль оси x будут меняться как амплитуда, так и направление вектора электромагнитной индукции, поэтому рассматриваем две его составляющие H_x и H_y . Вектор H_y произзывает плоскость витка вторичной обмотки, поток этого вектора создает потокоцепление с вторичной обмоткой и соответственно индуцирует ЭДС. Составляющая H_x параллельна плоскости обмоток и потокоцепления не создает.

Эпюры H_x и H_y показаны на рис. 2, б и 2, в. В положениях I, II и III виток вторичной обмотки имеет соответственно максимальное условное положительное, нулевое и максимальное отрицательное потокоцепление, поэтому ЭДС при взаимном угловом перемещении изменяется от максимально положительного до максимально отрицательного значений; период повторения кривой равен $\frac{2\pi}{p}$ рад. Электромагнитную связь в обмотках имеют не только

радиально расположенные проводники, но и лобовые части. Мгновенные значения тока во всех лобовых частях однофазной обмотки всегда совпадают по направлению, поэтому ЭДС, индуцируемая

в лобовых частях вторичной обмотки, при взаимном угловом перемещении обмоток никогда не проходит через нуль. Постоянная составляющая этой ЭДС, не зависящая от угла поворота, является паразитным сигналом. Для ее исключения вторичную обмотку приходится выполнять секционированной (см. рис. 1, в). Секции сдвигают относительно друг друга на угол π/p и включают последовательно встречно; при этом полезный сигнал секций суммируется, а постоянная составляющая уничтожается. Возможны и другие варианты компенсации ЭДС лобовых частей. Так, например, однофазную обмотку можно разделить на секции, состоящие из нечетного числа проводников, а соединение секций провести, как показано на рис. 3. Более подробно такая схема компенсации описана ниже. Для обеспечения синусоидальности выходной ЭДС в функции взаимного углового перемещения, что необходимо для точного измерения перемещения, используются, в частности, определенные соотношения между угловой шириной проводника и полюсным делением на роторе и статоре.

Для однозначного определения поворота подвижного диска в пределах периода повторения кривой ЭДС, вторичная обмотка разделена в общем случае на обмотки, электрические оси которых сдвинуты по отношению к условно первой на углы $\frac{2\pi i}{pm''}$ (i —

номер обмотки) и образуют, таким образом, симметричную m'' -фазную систему. Каждая фаза такой многофазной обмотки состоит из N секторов-секций. Соседние секции, принадлежащие одной фазе, имеют взаимный угловой сдвиг в 180 электрических градусов и включены последовательно встречно. Таким образом, число секций N в фазе вторичной обмотки должно быть четным. Определим соотношение между числом проводников в секторе $2r$, числом пар полюсов p и числом секторов в фазе N для m'' -фазной симметричной вторичной секторной обмотки.

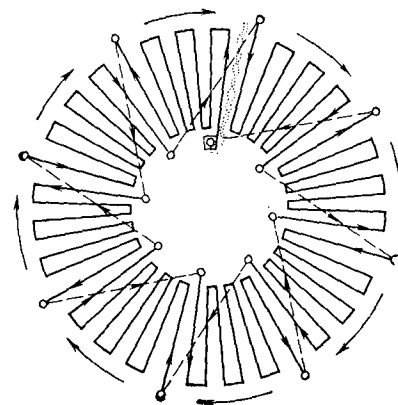


Рис. 3. Бессекторная однофазная обмотка с компенсацией лобовых частей

Под симметричной секторной обмоткой будем понимать такую, для которой шаг между секторами равномерный и равен $\frac{2\pi}{Nm''}$.

Пусть шаг между проводниками вторичной обмотки равен шагу между проводниками первичной обмотки, т. е. обмотка нераспределенная. Многофазная симметричная обмотка с нечетным числом фаз выполнима, если имеет место соотношение

$$\frac{p}{Nm''} = l + \frac{k}{2m''}, \quad (1)$$

где k и m'' — взаимно простые числа; l — целое число.

В этом случае максимально возможное число витков в секторе равно l . Преобразовав соотношение (1), получим

$$2p = N(2lm'' + k).$$

Отсюда следует, что в m'' -фазной симметричной обмотке $2p/N$ — целое число.

Последовательность следования фаз определяется числом k . При $k=1$ начала фаз следуют через один сектор; при $k=2$ — через два в порядке круговой перестановки и т. д. В нераспределенной обмотке между секторами-секциями фаз имеется просвет, не кратный шагу между проводниками. Это усложняет технологию изготовления обмоток с автоматическим режимом деления окружности, поэтому обычно симметричную обмотку выполняют распределенной. В данном случае шаг между всеми проводниками обмотки выполняются равномерным; число витков в секторе выбирают равным ближайшему целому к p/Nm'' . Поскольку шаг проводника m'' -фазной обмотки в этом случае не равен шагу однофазной обмотки возбуждения, пространственные фазы проводниковых ЭДС оказываются не равны и звезда проводниковых ЭДС оказывается распределенной на угле

$$\frac{2\pi k}{m''} \left(\text{для } k \leq \frac{m''}{2} \right) \quad \text{или на угле} \\ \frac{2\pi (m'' - k)}{m''} \left(\text{для } k \geq \frac{m''}{2} \right). \quad \text{При этом несколько уменьшается}$$

полезный сигнал, однако в гораздо большей степени уменьшаются амплитуды высоких пространственных гармоник, так как звезда проводниковых ЭДС этих гармоник оказывается распределенной на угле $\frac{2\pi kv}{m''}$, где v — номер высшей пространственной гармоники.

Так как основное преимущество многофазной системы заключается в том, что она является фильтром всех высших пространственных гармоник, кроме гармоник порядков $im'' \pm 1$, ($i=1, 2, 3, \dots, \infty$), а для индуктопина, как будет показано в гл. II, подавление высших гармоник не является серьезной проблемой, многофазные индуктопины пока не нашли распространения из-за сложности многофазных источников питания.

Наибольшее распространение в настоящее время получил двухфазный индуктопин. Для двухфазного индуктопина с секционированной вторичной обмоткой выражение (1) будет иметь вид

$$2p = N(4l \pm 1). \quad (2)$$

Отсюда, в частности, следует, что двухфазная обмотка с числом пар полюсов вида 2^k , используемая в датчиках преобразователей угловых величин в двоичный код, не может быть выполнена с полной симметрией.

Представим число пар полюсов в виде

$$p = 2^k \prod_{i=1}^{\infty} \xi_i^{\theta_i}, \quad (3)$$

где ξ_i — расположенные в порядке возрастания простые числа; θ_i — целые положительные числа, включая нуль.

Из выражения (3) следует, что если $k > 0$ и хотя бы одно из $\theta_i > 0$, то симметричная обмотка выполнима; число секций в фазе составляет минимально возможное

$$N_{\min} = 2^{k+1};$$

максимально возможное

$$N_{\max} = 2^{k+1} \prod_{i=1}^{\infty} \xi_i^{\theta_i - 1} \xi_2^{\theta_2} \dots$$

Так, при $p=180=2^2 \cdot 3^2 \cdot 5$ вторичная обмотка может иметь 16, 48, 80, 114 и 240 секций. Число витков в секции должно быть ближайшим целым к p/N ; исходя из этого, число проводников в распределенной симметричной обмотке определяют по формуле

$$2p' = 2p - N \operatorname{sign} [(-1)^{\mathcal{E}(p/N)}],$$

где \mathcal{E} — символ целой части числа; p' — общее число витков симметричной распределенной обмотки.

Число витков в секции r определяется как $p'/2N$. Звезда векторов проводниковых ЭДС с учетом порядка соединения проводников для секции такой обмотки занимает один квадрант.

Ценой некоторого усложнения технологии изготовления позитива может быть выполнено распределение на 144 и 120° эл. град, при этом звезды проводниковых векторов ЭДС соответственно для пятой и третьей гармоник будут занимать 720 и 360 эл. град и будут уравновешены.

Это может оказаться полезным, так как при таких распределениях снижаются требования к точности выдерживания соотношения между угловой шириной проводника и полюсным делением (см. гл. II). Выпадение для обмоточного коэффициента распределения известно из теории электрических машин

$$k_{pn} = \frac{1}{2r} \sin \frac{n\alpha_N}{2} \operatorname{cosec} \frac{n\alpha_N}{4r};$$

здесь α_N — угол, на котором распределена звезда векторов проводниковых ЭДС по первой гармонике; n — номер высшей пространственной гармоники.

При числе витков в секции $r \geq 18 \div 15$ k_{pn} для малых n слабо зависит от r .

Приводим таблицу обмоточных коэффициентов для больших значений r при различных α_N и n .

Таблица 1

Таблица обмоточных коэффициентов распределенных обмоток

α_N , град	n				
	1	3	5	7	9
0	1	1	1	1	1
72	0,93	0,50	0	0,215	0,102
90	0,90	0,30	0,254	0,182	0,100
120	0,825	0	0,165	0,118	0
144	0,755	0,155	0	0,107	0,084

Теоретически возможно распределение с переменным шагом; при этом могут быть сведены к нулю обмоточные коэффициенты одновременно для двух гармоник, например третьей и пятой, и даже большего числа гармоник. Однако практическая необходимость в этом, как правило, не возникает.

Как будет показано в гл. III, секторные двухфазные обмотки имеют тот недостаток, что точность датчика в значительной степени зависит от угловых погрешностей выполнения обмоток и неплоскостности токопроводящих слоев. Существенно менее чувствительны к указанным погрешностям являются сопряжения бессекторных обмоток. Простейшая двухфазная бессекторная обмотка показана на рис. 4. В этом случае однофазная обмотка может иметь вид, показанный на рис. 3. Разделение ее на секторы проведено для компенсации ЭДС лобовых частей и, если рассматривать лишь рабочие проводники, такая обмотка является бессекторной. В связи с тем, что токоподводящие лепестки расположены попеременно на внешней и внутренней частях обмотки, число проводников в секторе должно быть четным. Так, в датчике с $p=180=2^3 \cdot 3^2 \cdot 5$ таких секторов может быть 8, 24, 72. У датчиков с $p=2^k$, для того чтобы выполнить такую обмотку симметричной, приходится образовывать две группы попеременно чередующихся секторов, состоящих из разного числа проводников. Так, например, при $p=256$ (512 проводников) может быть образовано 8 секторов, причем 4 из них могут иметь по 63 проводника, а другие 4 — по 65. Возможны и другие варианты. Недостатком обмотки, показанной на рис. 4, является трудность в обеспечении симметрии двухфазной системы как при изготовлении, так и в процессе эксплуатации — при изменении зазора.

Менее чувствительной к изменению зазора является двухфазная обмотка, показанная на рис. 5. Внешняя и внутренняя обмотки соединяются последовательно и образуют первую фазу; средняя обмотка является второй фазой.

Более широкие возможности построения двухфазных и многофазных обмоток представляются при использовании техники многослойного печатного монтажа. Успехи в разработке и освоении тонких фольгированных диэлектрических пленок и методов вакуумного напыления металлов и изоляционных материалов, подготовили технологическую основу для разработки датчиков с многослойными

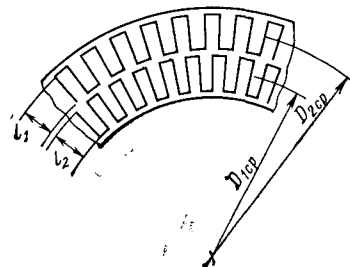


Рис. 4. Бессекторная двухфазная обмотка из двух колец

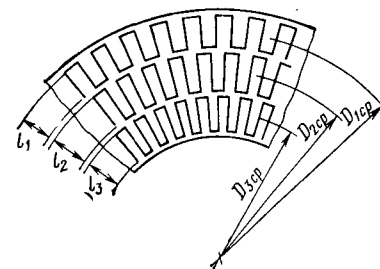


Рис. 5. Бессекторная двухфазная обмотка из трех колец

обмотками. Использование многослойных обмоток в индуктосине позволяет решить несколько важных задач, в том числе таких, как повышение мощности выходного сигнала, повышение точности датчика и расширение его функциональных возможностей.

Многослойной может быть как однофазная обмотка, так и двухфазная. В двухслойной однофазной обмотке (рис. 6) слои сдвинуты на 180 эл. град и включены последовательно встречно. Благодаря этому токи, текущие по лобовым частям, направлены встречно и действие их в значительной степени компенсируется. Основной же смысл разделения однофазной обмотки на несколько слоев состоит в том, что, во-первых, каждый слой в силу его меньшей толщины может быть выполнен с более высокой точностью, а значение индукции в зазоре при малой изоляционной прокладке между слоями останется практически тем же, что и у однослойной обмотки соответствующей толщины — при равенстве мощностей, выделяемых в обмотках; во-вторых, многослойность однофазной обмотки представляет дополнительные возможности для улучшения синусоидальности функции индукции в воздушном зазоре. Для этого слои могут сдвигаться друг относительно друга.

Значительный эффект в части повышения точности датчика дает использование многослойных двухфазных обмоток. На рис. 7 показано сечение двухслойной секторной двухфазной (А, Б) обмотки с транспонированием (чередованием положения секций) фазы из слоя в слой. Теоретически возможны также двухслойные двухфазные бессекторные обмотки (рис. 8). В этом случае одно-

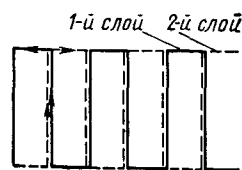


Рис. 6. Расположение слоев однофазной двухслойной обмотки

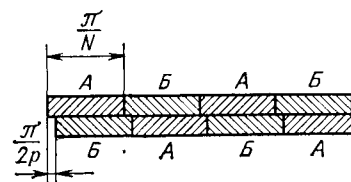


Рис. 7. Двухслойная двухфазная обмотка с транспонированием фазы из слоя в слой

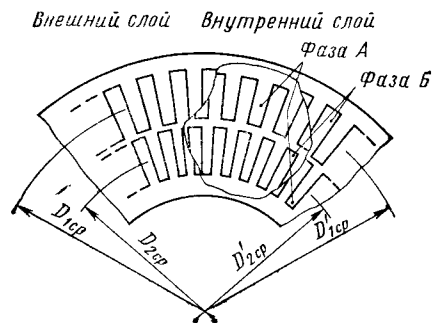


Рис. 8. Двухслойная двухфазная бес-
секторная обмотка

фазная обмотка должна иметь вид, показанный на рис. 3. Однако для использования в амплитудном и простых фазовых режимах двухфазные бессекторные обмотки и в том числе многослойные пока практически нереализуемы в связи с невозможностью выполнить крайне жесткие допуски на параметры обмоток.

Для построения некоторых типов фазовращателей на основе индуктосина требуется наличие как на роторе, так и на статоре двухфазных систем. Фазовращатели такого типа обладают рядом важных преимуществ перед обычными фазовращателями с

пульсирующим полем или двухфазным возбуждением.

Четырехобмоточный индуктосин может быть реализован сопряжением обычной секторной двухфазной обмотки (см. рис. 1, а) или двухслойной (см. рис. 7) с двухфазными однослойными обмотками (см. рис. 4, 5) или двухслойной (рис. 8). Перспективной конструкцией обмоток четырехобмоточного индуктосина является такая, когда одна из систем образована обмотками по рис. 8, а вторая двухфазная система состоит из двухслойной обмотки, каждый слой которой выполнен по рис. 3, а слои сдвинуты друг относительно друга на 90 эл. град. Несимметрия второй системы не имеет принципиального значения.

Поскольку индуктосин является многополюсным датчиком, в позиционных преобразователях угла он может быть использован лишь в соединении с датчиком грубого отсчета. В качестве последнего может быть применен любой датчик с $p=1$.

В некоторых случаях, когда объем для размещения отдельного датчика грубого отсчета обычного электромашинного типа недостаточен — в качестве грубого отсчета может быть использован датчик с плоскими печатными обмотками с $p=1$. Может быть предложено несколько вариантов подобных датчиков. Один из вариантов обмоток с $p=1$ представлен на рис. 9. Однофазная обмотка (рис. 9, а) представляет собой двухзаходную спираль Архимеда с шагом 2τ . При подаче напряжения к точкам 1—2, протекающий по обмотке ток создает поле, которое в радиальном сечении имеет периодический знакопеременный характер. Двухфазная обмотка (рис. 9, б) имеет вид четырехзаходной спирали. Направление раскрутки спиралей первичной и вторичной обмоток различное. Шаг спиралей на роторе и статоре может быть различным; такая сигнальная обмотка подобна распределенной радиальной обмотке и обеспечивает более высокую синусоидальность коэффициентов взаимной индукции. Для того чтобы избежать краевых эффектов, начальные и конечные радиусы спиралей одной из обмоток полностью перекрывают эти величины для другой обмотки.

В тех случаях, когда число пар полюсов индуктосина по тем или иным причинам мало (10—30), радиальное расположение про-

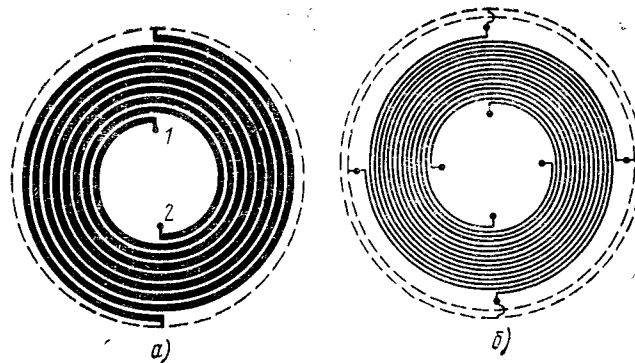


Рис. 9. Плоская печатная обмотка с $p=1$:
а — однофазная; б — двухфазная

водников может оказаться нерациональным в связи с их малой суммарной длиной и малым выходным сигналом. При выборе же числа витков на полюс и фазу больше единицы лобовые части заняли бы значительную часть полезной площади несущего диска. В этом случае проводники возможно выполнять также в форме крутой спирали Архимеда, шаг которой зависит от числа пар полюсов, начального и конечного диаметров. Нужно, однако, иметь в виду, что хотя при выполнении проводников многополюсной обмотки в виде спирали и может быть увеличен чувствительность датчика к технологическим погрешностям за счет более резкого изменения сигнала в функции зазора.

2. СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИНДУКТОСИНА

Следящие системы (СС) с индуктосином можно разделить на три основных разновидности: измерительные СС, СС точного задания угла, синхронно-следящие СС.

В измерительной СС индуктосин служит датчиком угла и устанавливается на вал, угол поворота которого подлежит точному измерению. Приемником СС может служить двухполюсный датчик

любого типа. В такой СС повороту датчика на угол $\frac{2\pi}{p}$ соответ-

ствует поворот приемника на угол 2π . При больших значениях p измерение с относительно невысокой точностью угла поворота приемника дает возможность судить с высокой точностью об угле поворота вала с индуктосином. Измерение угла поворота приемника может осуществляться либо визуально — с помощью шкал, установленных в кинематической цепи отработки рассогласования, — либо автоматически, если в этой цепи установлен кодовый преобразователь угла относительно низкой разрешающей способности.

Таким образом, областью применения таких систем является визуальный точный контроль за положением вала или контроль с автоматической регистрацией.

СС точного задания угла аналогична измерительной СС с той разницей, что индуктосин является приемником, а датчиком служит двухполюсная машина. Требуемый угол поворота задается, например, вручную с контролем по шкалам, либо автоматически по некоторой программе; обрабатывающий двигатель связан с валом, который необходимо точно развернуть. Возможные области применения таких систем: поворотные столы с ручным управлением, привод астрономических инструментов и т. п.

В синхронно-следающей СС и приемником и датчиком служат индуктосины с равным числом пар полюсов. Такая СС обеспечивает точную передачу угла с одного вала на другой. Необходимость в таких системах встречается редко.

Рассмотрим некоторые практические схемы СС с индуктосином.

В связи с тем, что индуктосин представляет собой многополюсную машину, измерители рассогласования имеют обычно два, реже три, канала.

Каналы грубого (ГО) и промежуточного (ПО) отсчета необходимы только в период первоначального согласования следающей системы при включении питания; в дальнейшем слежение осуществляется только с помощью канала точного (ТО) отсчета и точность работы следающей системы определяется полностью параметрами последнего.

Простейшие схемы измерителей рассогласования на индуктосинах, работающих в амплитудном и фазовом режимах, приведены соответственно на рис. 10 и 11.

Такие измерители рассогласования, имеющие в качестве датчика и приемника канала ТО индуктосины, могут быть использованы в синхронно-следающих системах вал — вал.

Канал ГО строят на обычных двухполюсных вращающихся трансформаторах, сельсинах или других измерительных элементах.

Однако препятствием для создания синхронно-следающей системы при каскадном включении индуктосинов по схеме трансформаторной передачи угла является низкий коэффициент передачи индуктосина по напряжению, составляющей величины $(1-2) \cdot 10^{-3}$ для частот питающего напряжения до 10 кГц, поэтому приходится прибегать к помощи промежуточных усилителей сигналов статорных обмоток индуктосина-датчика перед их поступлением на индуктосин-приемник.

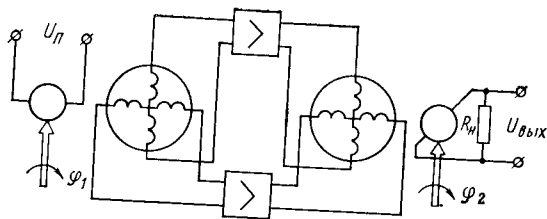


Рис. 10. Схема измерителя рассогласования следающей системы передачи угла на двух индуктосинах в амплитудном режиме

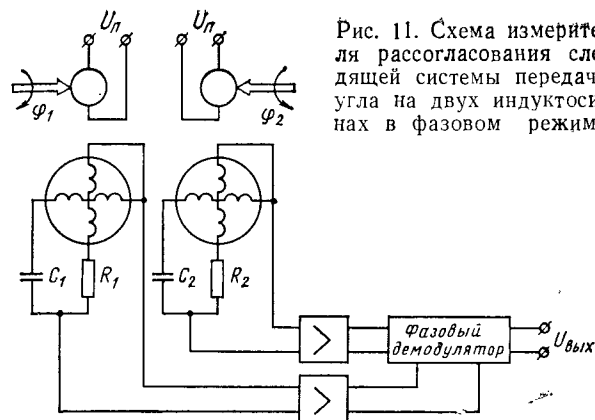


Рис. 11. Схема измерителя рассогласования следающей системы передачи угла на двух индуктосинах в фазовом режиме

Недостаток такой схемы очевиден — дополнительно требуются два идентичных по амплитудным характеристикам высоколинейных и высокостабильных усилителя.

Наиболее просто реализовать точность индуктосина в следающей системе, предназначенной для измерения угла поворота вала автоматического устройства, либо в следающей системе, осуществляющей точное введение угла с контролем по шкалам.

В измерительной следающей системе (рис. 12) непосредственно на вал, угловое положение которого подлежит измерению, устанавливают индуктосин-датчик И.

В качестве приемника БВТ_{пто} используют двухполюсный бесконтактный вращающийся трансформатор (БВТ), связанный через редуктор с исполнительным двигателем ИД и шкалами.

В канале ГО применены двухполюсные вращающиеся трансформаторы ВТ, причем датчик ВТ_{дго} посредством муфты соединен с ротором индуктосина, а приемник ВТ_{пто} связан с приемником канала ГО через редуктор с передаточным числом, равным коэффициенту электрической редукции индуктосина, а это значит, что приемник канала ТО должен быть установлен в кинематической цепи следающей системы на оси с ценой оборота $\frac{p}{360^\circ}$.

При подаче питания на индуктосин И (рис. 12) имеет место передача сигналов низкого уровня по линии связи датчик — приемник, поэтому необходимо принимать меры, обеспечивающие помехоустойчивость системы.

Если же питание подвести к приемнику БВТ_{пто} (рис. 13), * то по линии связи будут передаваться сигналы сравнительно большой мощности, что резко увеличивает помехоустойчивость передачи.

В этом случае, чтобы сохранить достоинство схемы, целесообразно установить предварительный усилитель рядом с индуктосином для усиления сигнала рассогласования, снимаемого с его роторной обмотки перед поступлением на вход усилителя.

* Обозначения на рис. 12—16 одинаковы

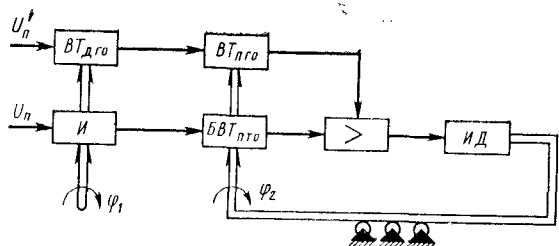


Рис. 12. Схема измерительной следящей системы с питанием со стороны датчика

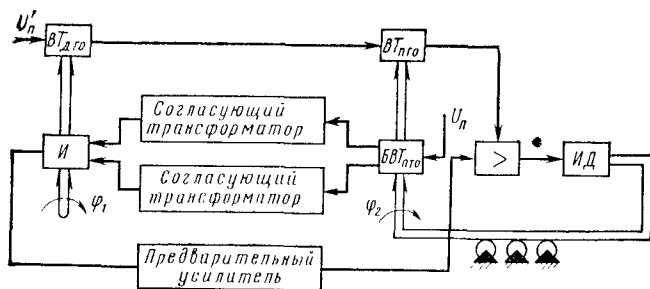


Рис. 13. Схема измерительной следящей системы с питанием со стороны приемника

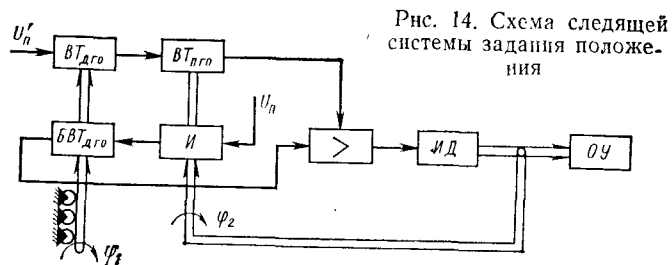


Рис. 14. Схема следящей системы задания положения

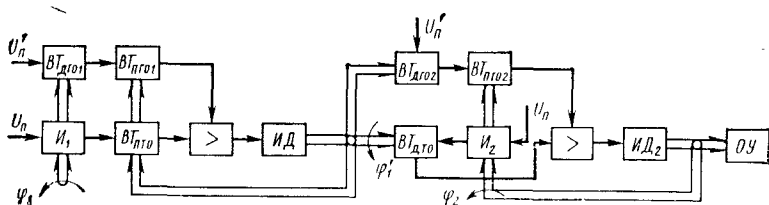


Рис. 15. Схема следящей системы передачи угла с использованием измерительной следящей системы и системы задания положения

Недостатком схемы является наличие двух согласующих трансформаторов с весьма малым разбросом электрических параметров. На рис. 14 представлена схема следящей системы, осуществляющей точное введение угла в объект управления ОУ с контролем по шкалам.

Объединив две следящие системы (рис. 13, 14) в одну, получим синхронно-следящую систему передачи угла (рис. 15) со связями индуктосин — ВТ — индуктосин.

Однако существует более рациональный вариант построения синхронно-следящего привода на индуктосинах [12], представленный на рис. 16. Здесь схема измерителя рассогласования включает дополнительно двухполюсный ВТ, связанный через редуктор с индуктосином-приемником.

Такая схема обладает всеми достоинствами синхронной передачи, имеет крутизну характеристики измерителя рассогласования, пропорциональную первой степени коэффициента передачи по напряжению многополюсной машины.

В канале ГО могут быть использованы любые двухполюсные индуктивные или емкостные датчики (например, сельсины, вращающиеся трансформаторы и др.), канал же точного отсчета содержит два индуктосина с числом пар полюсов p и один двухполюсный ВТ (например, бесконтактный ВТ типа 5БВТ).

На входной вал, информацию об угловом положении которого необходимо передать с высокой точностью, устанавливают датчик грубого отсчета (ВТ_дго) и индуктосин — датчик ГО (I_1).

С выходным валом (валом нагрузки) следящей системы сопряжены двухполюсный приемник грубого отсчета (ВТ_рго), индуктосин-приемник точного отсчета (I_2), а также дополнительный двухполюсный ВТ (ДВТ) — приемник ГО, связанный с исполнительной осью (ротором I_2) через редуктор с передаточным числом p .

Принцип работы схемы состоит в следующем.

Разность или сумма напряжений, пропорциональных синусу угла поворота ротора I_1 и синусу угла поворота ротора I_2 , подается на одну из статорных обмоток ДВТ, а разность или сумма напряжений, пропорциональных косинусу указанных углов, — на другую.

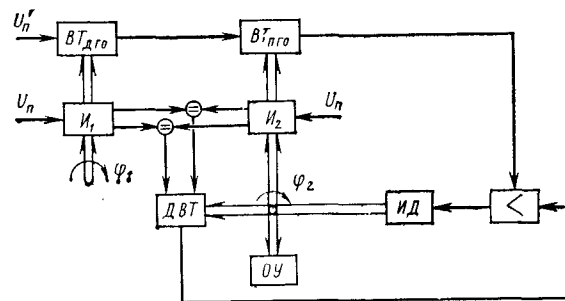


Рис. 16. Схема следящей системы передачи угла на двух индуктосинах с использованием дополнительного двухполюсного ВТ

В результате на роторной обмотке ДВТ окажется напряжение

$$\Delta U = U_{\pi} k_{U3} [(k_{U1} \sin p\varphi_1 \mp k_{U2} \sin p\varphi_2) \cos \varphi_2' - (k_{U1} \cos p\varphi_1 \mp k_{U2} \cos p\varphi_2) \sin \varphi_2'] = U_{\pi} k_{U3} [k_{U1} \sin (p\varphi_1 - \varphi_2') \mp k_{U2} \sin (p\varphi_2 - \varphi_2')], \quad (3a)$$

где $U_{\pi} = U_m \sin \omega t$ — напряжение питания индуктосинов; k_{U1} , k_{U2} , k_{U3} — коэффициенты трансформации соответственно I_1 , I_2 и ДВТ (причем $k_{U1} \ll 1$, $k_{U2} \ll 1$, $k_{U3} \approx 1$); φ_1 — угол поворота ротора I_1 ; φ_2 — угол поворота ротора I_2 ; φ_2' — угол поворота ротора ДВТ. Если обеспечивается $\varphi_2' = p\varphi_2$ и $k_{U1} = k_{U2}$, то

$$\Delta U = U_{\pi} k_{U1} k_{U3} \sin p (\varphi_1 - \varphi_2) = U_{\pi} k_{U1} k_{U3} \sin p \Delta \varphi, \quad (4)$$

где $\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ — угол рассогласования системы.

Крутизна измерителя рассогласования

$$k_{\pi} = \left. \frac{d\Delta U}{d\Delta \varphi} \right|_{\Delta \varphi \rightarrow 0} = U_{\pi} k_{U1} k_{U3} p.$$

За счет канала ГО всегда $|p(\varphi_1 - \varphi_2)| < \pi/2$, поэтому при $\Delta U = 0$ получим из выражения (4) $\varphi_1 = \varphi_2$ с точностью до инструментальных ошибок многополюсных машин. Оценим влияние ошибки редуктора, связывающего многополюсный и двухполюсный приемник ($\Delta \varphi_{2p}$), и инструментальной ошибки двухполюсного приемника ($\Delta \varphi_{2ДВТ}$) на точность измерительной схемы.

Пусть $\varphi_2' = p\varphi_2 + \Delta \varphi_2'$, где $\Delta \varphi_2' = p\Delta \varphi_{2p} + \Delta \varphi_{2ДВТ}$ — приведенная к валу ДВТ суммарная ошибка в угле поворота.

Поскольку двигатель повернет роторы приемников в положение, при котором $\Delta U = 0$, получим из выражения (3a)

$$k_{U1} \sin (p\varphi_1 - \varphi_2') = \pm k_{U2} \sin (p\varphi_2 - \varphi_2')$$

или

$$k_{U1} \sin (p\varphi_2 - p\varphi_1 + \Delta \varphi_2') = \pm k_{U2} \sin (\Delta \varphi_2').$$

Накладывая условие $|p\varphi_2 - p\varphi_1 + \Delta \varphi_2'| < 90^\circ$ *, получим выражение для ошибки измерителя рассогласования

$$\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{1}{p} \left[\arcsin \left(\frac{k_{U2}}{k_{U1}} \sin \Delta \varphi_2' \right) \mp \Delta \varphi_2' \right]. \quad (5)$$

Если $k_{U1} = k_{U2}$, то при встречном включении одноименных обмоток I_1 и I_2 , что соответствует знаку «—» в правой части равенства (5), $\Delta \varphi \approx 0$, а при согласном включении $\Delta \varphi \approx \frac{2\Delta \varphi_2'}{p}$.

Следовательно, необходимо встречное включение обмоток I_1 и I_2 , при котором влияние погрешностей редуктора и ДВТ на общую ошибку измерителя рассогласования резко уменьшается.

* Это условие реально обеспечивается синхронизацией системы по каналу ГО и ограничением величины суммарной ошибки $\Delta \varphi_2'$.

В случае $\Delta \varphi_2' \neq 0$ и $k_{U1} \neq k_{U2}$ величину ошибки измерительной схемы удобно оценить по графикам, представленным на рис. 17 и построенным по выражению (5).

Для малых $\Delta \varphi_2' (< 30^\circ)$ ошибка с достаточной точностью определяется выражением

$$\Delta \varphi \approx \frac{1}{p} \Delta \varphi_2' \frac{k_{U2} - k_{U1}}{k_{U1}}. \quad (6)$$

Из построенных кривых следует, что допустить $\Delta \varphi_2'$, близкую к $80-90^\circ$, нельзя, так как при этом даже небольшая разность в коэффициентах трансформации многополюсных машин приводит к большим погрешностям схемы.

Полученные соотношения позволяют достаточно просто задавать требования к составляющим ошибкам $\Delta \varphi_{2p}$ и $\Delta \varphi_{2ДВТ}$ и допустимому неравенству k_{U1} и k_{U2} .

Для реально существующих значений $p \geq 60$ и $\Delta \varphi_{2p} \approx \Delta \varphi_{2ДВТ}$ влиянием $\Delta \varphi_{2ДВТ}$ на ошибку можно пренебречь.

Как будет показано ниже, наиболее точные индуктосины, имеющие бессекторные многослойные обмотки, могут быть использованы практически только в режиме фазовращателя, поэтому схемы следящих систем с фазовращателями заслуживают особого внимания. Простейшая схема фазовой следящей системы представлена на рис. 18. На схеме обозначения те же, что и на рис. 17, ΦB — фазовращатели.

Основной недостаток такой системы — малая фазовая стабильность, обусловленная необходимостью тщательной фильтрации сигналов фазовращателей датчика и приемника, поступающих на фазовый детектор. Если фазовый детектор выполнить в виде аналогового перемножающего устройства, условия несколько облегча-

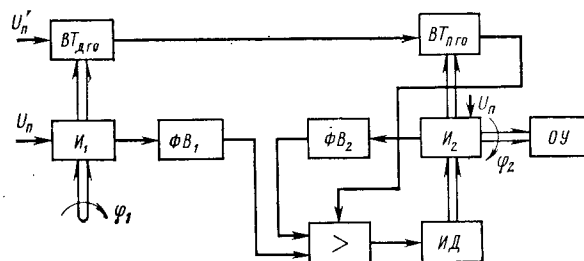


Рис. 18. Схема следящей системы передачи угла в фазовом режиме

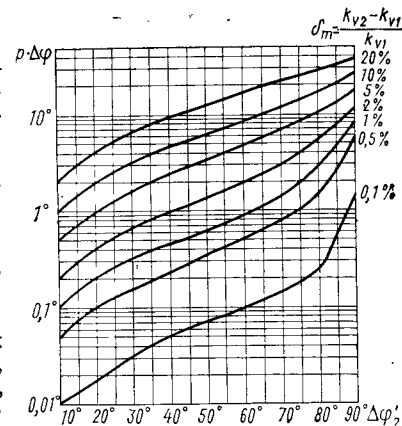


Рис. 17. Семейство кривых $p\Delta \varphi = f(\Delta \varphi_2')$

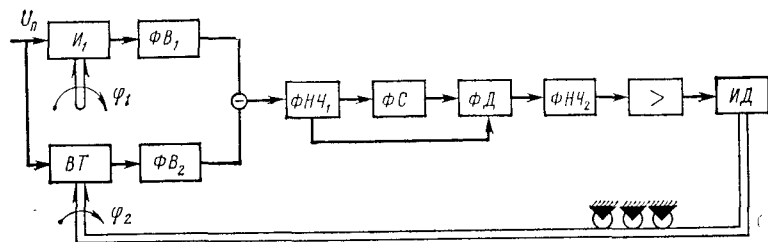


Рис. 19. Схема фазовой измерительной системы

ются, так как влияние на точность высших временных гармоник в этом случае будет намного меньше.

Высокая стабильность (порядка $0,2-0,3''$) была получена на фазовой следящей системе, показанной на рис. 19. Здесь использован способ измерения разности фаз сигналов, предложенный в работе [8].

Сигналы фазовращателей датчика ΦB_1 и приемника ΦB_2 вычитаются друг из друга, разностный сигнал фильтруется, сдвигается на некоторый угол и поступает на фазовый детектор $\Phi Д$.

Сумма фазовых сдвигов фильтра $\Phi HЧ_1$ и фазосдвигающего устройства ΦC должна составлять 90° (рис. 19).

Согласованное положение системы способствует сдвигу фаз сигналов датчика и приемника на 180° . Очевидно, что если амплитуды сигналов фазовращателей равны, то фазовая нестабильность фильтра принципиально не вносит погрешности. При этом лишь меняется чувствительность системы и уровень квадратурного сигнала.

При неравенстве сигналов фазовращателей фазовая нестабильность фильтра влияет на стабильность системы, однако не прямо, а с коэффициентом k , где k — относительное неравенство амплитуд фазовращателей.

Так, при $k=0,01$ и $p=180$ изменение фазы после фильтра на 5° вносит смещение нуля системы всего на $1''$.

Достоинством измерителя рассогласования описанного типа является также то, что в точке согласования управляющий сигнал равен нулю и фильтр $\Phi HЧ_2$ после детектора может иметь малую постоянную времени, что облегчает обеспечение нужных динамических свойств следящей системы.

Измерительные следящие системы на индуктосинах могут быть использованы в устройствах ввода и вывода цифровых вычислительных машин. Если на выходе измерительной следящей системы на базе индуктосина установить на соответствующей дене оборота многооборотный кодовый преобразователь угла, то следящая система будет выполнять функции преобразователя угла поворота вала в дискретную величину — код.

Схема преобразователя угол — код с индуктосином в качестве измерительного элемента изображена на рис. 20. Обозначения те же, что и на рис. 12, КПУ — кодовый преобразователь угла.

Одним из возможных применений индуктосина является контроль точности механических редукторов. Простейшая схема включает в себя индуктосин, установленный на низкоскоростном валу редуктора, и ВТ-5 — на высокоскоростном валу, соединенные по

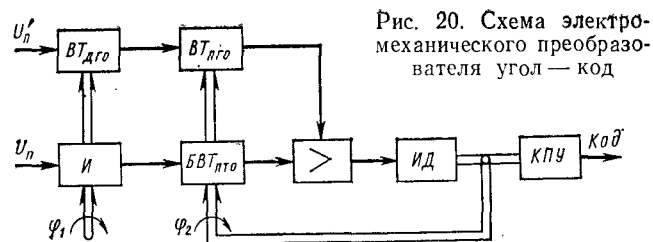


Рис. 20. Схема электро-механического преобразователя угол — код

трансформаторной схеме. Сигнал рассогласования может либо регистрироваться, либо использоваться для автоматической коррекции погрешности редуктора. Число пар полюсов индуктосина должно быть равно коэффициенту редукции. В линию ВТ — индуктосин может быть установлен дифференциальный ВТ для согласования начал отсчета.

В связи с тем, что индуктосин, служащий для измерения угла, может находиться от приемной части системы на значительном удалении, возрастает влияние помех на линию связи индуктосин — ВТ.

От помех с частотой, отличающейся от частоты сигнала индуктосина, можно освободиться с помощью узкополосного усилителя следящей системы, а наводки несущей частоты, вызывающие дополнительную ошибку в измерении угла, необходимо компенсировать.

На рис. 21 представлена схема измерителя рассогласования преобразователя угол — код, позволяющая компенсировать синфазные и квадратурные помехи несущей частоты.

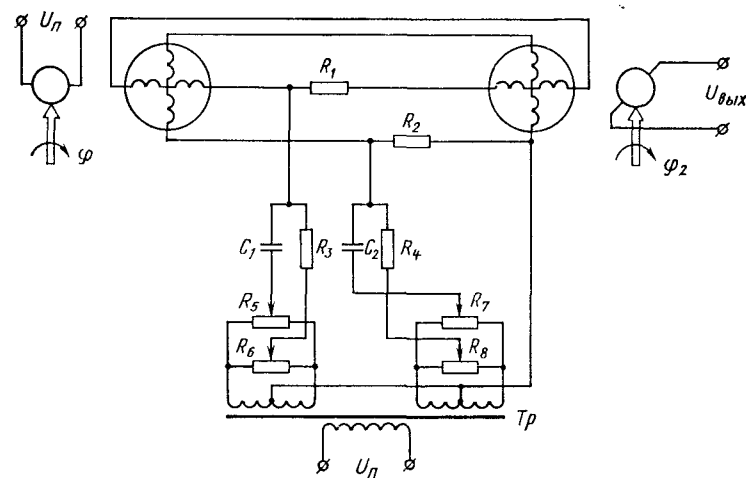


Рис. 21. Схема измерителя рассогласования измерительной следящей системы с блоком компенсации синфазной и квадратурной составляющих наводки несущей частоты

Принцип работы схемы компенсации заключается в формировании компенсирующих напряжений с помощью трансформатора и делителей, состоящих из переменных и постоянных резисторов и конденсаторов, с последующим их введением в цепь индуктосин — ВТ.

Рассмотрим характерные погрешности следящих систем, использующих индуктосин в качестве измерительного элемента положения. Статическую ошибку следящей системы с большой вероятностью можно представить в виде

$$\Delta\varphi_{ст} = \sqrt{\sum_{j=1}^n \delta_{изj}^2 + \sum_{i=1}^l \delta_i^2 + \Delta\varphi_m^2},$$

где $\delta_{изi}$ — погрешность измерительных элементов, входящих в измеритель рассогласования; δ_i — погрешность других элементов следящей системы; $\Delta\varphi_m$ — моментная ошибка; n — число измерительных элементов; l — число остальных элементов следящей системы.

Рассмотрим составляющие статической погрешности измерительной следящей системы на индуктосине и определим требования к ее элементам.

Измеритель рассогласования. Измеритель рассогласования является одним из важнейших узлов следящей системы и по существу определяет точность измерения угла.

Самым труднопреодолимым препятствием для обеспечения точности измерителя рассогласования является погрешность индуктосина, так как выбором типа приемника канала ТО и коэффициента электрической редукции индуктосина можно свести ошибку принимающего элемента к величине, практически не влияющей на общую ошибку измерителя рассогласования.

Погрешность индуктосина $\delta_{из1}$ и факторы, влияющие на ее величину, подробно рассмотрены в гл. III.

Погрешность $\delta_{из2}$, вносимая принимающим элементом, если в качестве него используется вращающийся трансформатор, обычно оговорена техническими условиями, где указаны погрешность оговора синусной зависимости, асимметрия нулевых точек и разность коэффициентов трансформации.

В технических условиях на бесконтактные вращающиеся трансформаторы, которым при прочих равных условиях следует отдавать предпочтение при работе с индуктосином в связи с низким уровнем его сигнала, приведена также погрешность следования в трансформаторном режиме в паре датчик — приемник. Для подобного измерителя рассогласования погрешность достигает величины $\delta = 2$ угл. мин, поэтому при расчете удобно пользоваться этой величиной либо величинами ошибок, полученными с помощью эксперимента.

Так как индуктосин — многополюсная электрическая машина, приемник измерительной следящей системы должен быть установлен на цене оборота в p раз меньше, чем сам индуктосин, при условии, что число пар полюсов приемника равно единице, поэтому ошибка приемника δ_n войдет в погрешность измерителя рассогласования с коэффициентом $\frac{1}{p}$ и при достаточно боль-

шом числе пар полюсов p составит относительно малую величину.

Таким образом,

$$\sum_{j=1}^n \delta_{изj} = \delta_n^2 + \delta_p^2 = \delta_n^2 + \left(\frac{\delta'_n}{p}\right)^2 \approx \delta_n^2.$$

Редуктор. На современном этапе производства зубчатых колес погрешность редуктора находится на уровне $\delta'_p = 2 \div 5$ угл. мин, при этом колеса должны быть изготовлены по 7—5-й степеням точности.

Будем рассматривать погрешность редуктора между точной шкалой и приемником ТО, приведенную к валу приемника. Тогда ошибка, вносимая редуктором в погрешность измерения угла следящей системой с индуктосином, может быть определена как

$$\delta_p = \delta'_p \frac{1}{p}.$$

Моментная ошибка следящей системы. Моментная ошибка следящей системы определяется выражением

$$\Delta\varphi_m = \frac{M_n}{k_{ир} k_y k_{дм}},$$

где M_n — статический момент нагрузки, приведенный к валу исполнительного двигателя; $k_{ир}$ — крутизна характеристики измерителя рассогласования; k_y — коэффициент усиления усилителя; $k_{дм}$ — коэффициент передачи двигателя по моменту.

При расчете следящей системы при заданной моментной ошибке, выбранном типе двигателя, нагрузке и рассчитанной крутизне характеристики измерителя рассогласования легко определяется требуемый коэффициент усиления усилителя

$$k_y = \frac{M_n}{\Delta\varphi_m k_{ир} k_{дм}}.$$

Усилитель. Квадратурное напряжение, присутствующее наряду с полезным сигналом в выходном напряжении измерителя рассогласования, может вызвать насыщение усилителя, следствием чего является искажение его амплитудно-фазовых характеристик, падение его коэффициента усиления, что ведет к росту ошибки следящей системы.

Наиболее распространенной мерой против насыщения усилителя квадратурным напряжением является использование в усилителе фазового демодулятора.

Квадратурное напряжение при фазовой нестабильности усилителя вызывает ошибку следящей системы

$$\delta_{кв} = \frac{U_{кв}}{k_{ир}} \sin \Delta\varphi_y,$$

где $U_{кв}$ — уровень квадратурного напряжения в сигнале рассогласования; $\Delta\varphi_y$ — величина фазовой нестабильности усилителя.

При малых величинах фазовой неустойчивости

$$\delta_{\text{кв}} \approx \frac{U_{\text{кв}}}{k_{\text{ир}}} \Delta\psi_{\text{у}}.$$

Отсюда может быть определена требуемая величина фазовой неустойчивости усилителя при известном уровне квадратурного напряжения, крутизне измерителя рассогласования и заданной допустимой ошибке от квадратурного напряжения

$$\Delta\psi_{\text{у}} \approx \frac{\delta_{\text{кв}} k_{\text{ир}}}{U_{\text{кв}}}.$$

Напряжения высших временных гармонических составляющих выходного сигнала измерителя рассогласования также могут быть значительными, они тоже вызывают насыщение усилителя.

Присутствие напряжений высших гармоник вызвано главным образом помехами, действующими на измеритель рассогласования, и искажением формы питающего его напряжения, поэтому необходимо обеспечить возможно более высокую избирательность входных каскадов усилителя, обеспечив подавление гармоник до уровня меньшего, чем напряжение полезного сигнала. Место установки фильтра выбирают, обеспечивая отсутствие насыщения усилителя.

Четные гармоники отфильтровываются демодулятором, так как не дают на выходе последнего постоянной составляющей.

Нечетные гармоники преобразуются демодулятором в напряжения, имеющие постоянную составляющую, величина которой зависит от сдвига фазы высшей гармоники относительно опорного напряжения демодулятора.

В общем случае для n -й нечетной гармоники постоянная составляющая на выходе демодулятора равна $\frac{1}{n} \cos \psi_n$, где ψ_n — сдвиг фазы n -й гармоники относительно опорного напряжения. Эта постоянная составляющая суммируется на выходе демодулятора с выпрямленным полезным сигналом, что вызывает ошибку следящей системы, поэтому высшие нечетные гармоники должны быть отфильтрованы до фазового демодулятора усилителя.

Недостаток такой схемы входных каскадов усилителя, содержащих фильтр и фазовый демодулятор, является фазовая неустойчивость усилителя, практически полностью определяемая фазовой неустойчивостью фильтра.

Таким образом, результирующая статическая ошибка следящей системы при выполнении перечисленных требований равна

$$\Delta\varphi_{\text{ст}} \approx \sqrt{\delta_{\text{н}}^2 + \delta_{\text{п}}'^2 + \delta_{\text{р}}^2 + \delta_{\text{кв}}^2 + \delta_{\text{п}} + \Delta\varphi_{\text{м}}^2}$$

и при погрешности индуктосина $\delta_{\text{н}} \geq 6-12$ угл. с практически полностью определяется его ошибкой.

Динамические ошибки следящих систем. Практика работы со следящими системами, использующими индуктосины, показывает, что кривая статической погрешности состоит из первой и высших внутрипериодных гармонических составляющих, поэтому при слежении за командным валом на входе усилителя следящей системы

этот спектр кривой статической ошибки создает шумовой спектр частот, причем частотный диапазон спектра шумов находится в прямой зависимости от скорости вращения задающего вала — с возрастанием скорости пропорционально растут все частоты спектра.

При малых скоростях вращения задающего вала следящая система имеет малую динамическую ошибку и слежение осуществляется практически со статической погрешностью измерителя рассогласования.

При достаточно больших скоростях движения командного вала, когда частоты шумового спектра становятся выше граничной частоты полосы пропускания, система отфильтровывает эти помехи, т. е. происходит как бы некоторое уменьшение статической ошибки системы.

Однако наличие в шумовом спектре частот, близких к резонансной частоте замкнутой системы, приводит к возрастанию погрешности в число раз, равное показателю колебательности системы.

Поэтому при расчетах следящих систем с индуктосинами следует уделить особое внимание выбору оптимальной ширины полосы пропускания и показателя колебательности системы с целью достижения минимальной ошибки в динамических режимах.

Рассмотрим составляющие динамической ошибки следящей системы с индуктосином в типовых динамических режимах.

Основные составляющие ошибки при слежении с постоянной скоростью следующие: скоростная $\Delta\varphi_{\Omega}$, пропорциональная скорости слежения; моментная $\Delta\varphi_{\text{м}}$, зависящая от приведенного момента нагрузки на валу исполнительного двигателя; ошибка $\Delta\varphi_{\text{помех}}$, учитывающая наличие гармонических помех, возникающих вследствие статической погрешности измерителя рассогласования.

Режим слежения при гармоническом воздействии на входе (режим качки), наилучшим образом раскрывает динамические возможности следящей системы и дает наиболее полное приближение к реальному режиму ее работы в процессе эксплуатации. Для этого режима характерны те же составляющие динамической погрешности, что и для предыдущего, плюс ошибка от ускорения $\Delta\varphi_{\dot{\Omega}}$. Ограничимся лишь рассмотрением составляющих динамической ошибки без учета погрешности от высших пространственных гармоник, возникающих вследствие статической ошибки измерителя рассогласования при работе системы в режиме качки.

В этом случае динамическая ошибка следящей системы при синусоидальном изменении входного сигнала может быть определена выражением

$$\Delta\varphi_{\text{дин}}(t) = \Delta\varphi_{\Omega} + \Delta\varphi_{\dot{\Omega}} + \Delta\varphi_{\text{м}} = \Delta\varphi_{\Omega\text{max}} \sin \omega_k t + \Delta\varphi_{\dot{\Omega}\text{max}} \cos \omega_k t + \text{sign } \omega_k \Delta\varphi_{\text{м}}, \quad (7)$$

где $\Delta\varphi_{\Omega}$ — скоростная ошибка; $\Delta\varphi_{\dot{\Omega}}$ — ошибка от ускорения; $\Delta\varphi_{\text{м}}$ — моментная ошибка; $\Delta\varphi_{\Omega\text{max}}$ — амплитуда скоростной ошибки; $\Delta\varphi_{\dot{\Omega}\text{max}}$ — амплитуда ошибки от ускорения; ω_k — угловая частота качки.

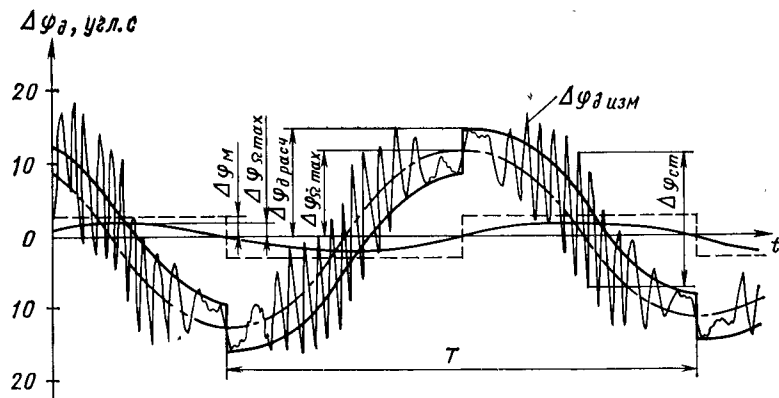


Рис. 22. Осциллограмма динамической ошибки измерительной следящей системы на качке с амплитудой $A=10^\circ$ и периодом $T=6$ с.

В качестве примера рассмотрим составляющие динамической ошибки измерительной следящей системы, схема которой представлена на рис. 20.

Осциллограмма динамической ошибки (рис. 22) представляет собой напряжение рассогласования, записанное на шлейфовом осциллографе.

Исследовался режим синусоидальной качки с амплитудой $A=10^\circ$ и периодом $T=6$ с.

Кривая динамической ошибки может быть приближенно разложена на составляющие, указанные в выражении (7).

На осциллограмме отчетливо видны высокочастотные колебания напряжения рассогласования, характеризующие собой статическую ошибку индуктосина. Это напряжение при максимальных скоростях качки следящая система не успевает отслеживать, и оно не проходит на выход следящей системы.

3. ИНДУКТОСИН В РЕЖИМЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Фазовращатель (ФВ) на индуктосине, структурная схема которого дана на рис. 23, в общем случае состоит из источника напряжения возбуждения, фазорасщепителя, многофазного индуктосина, фазосдвигающих цепей выходных обмоток, сумматора и формирователя опорного напряжения. Источник напряжения возбуждения и фазорасщепитель образуют источник многофазного питания обмоток возбуждения индуктосина.

Выходным сигналом такого ФВ является разность фаз напряжения нагрузки и опорного напряжения, т. е.

$$\varphi = \arg \dot{U}_H - \arg \dot{U}_0.$$

Принципиальная схема ФВ на индуктосине, соответствующая обобщенной структурной схеме (рис. 23), представлена на рис. 24.

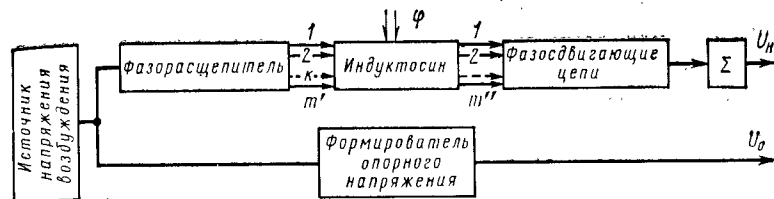


Рис. 23. Структурная схема ФВ на индуктосине

При условии, что влияние токов выходных цепей на цепи возбуждения, взаимное влияние обмоток возбуждения между собой, взаимное влияние выходных обмоток между собой пренебрежимо малы, выходное напряжение можно представить в следующем виде:

$$\dot{U}_H = \frac{\dot{U}_B}{g_H + \sum_{l=1}^{m'} g_l''} \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} g_k' Z_{kl} g_l'' \quad (8)$$

Классификацию ФВ можно провести в зависимости от вида параметров, представленных в выражении (8).

Две большие группы ФВ различаются по виду модуляции коэффициента взаимной индукции обмоток возбуждения и выходных обмоток: параметрические и гониометрические. У первых частота определяется скоростью вращения модулирующего элемента, при чем для получения опорного напряжения обычно используется второй канал индуктосина с заторможенным ротором. В гониометрических ФВ отсутствует модулирующий элемент, и коэффициент взаимной индукции определяется лишь углом поворота ротора относительно статора. Гониометрические ФВ в настоящее время нашли широкое применение в приборостроении благодаря простоте конструкции первичного датчика. Ниже рассматривают гониометрические ФВ.

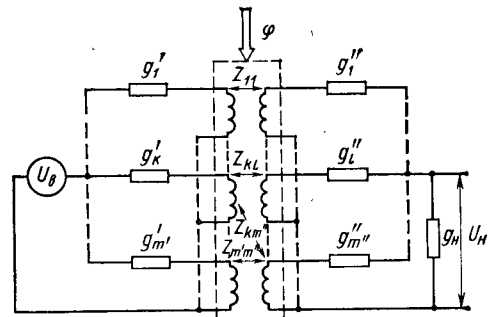


Рис. 24. Обобщенная схема ФВ на индуктосине

Гониметрические ФВ можно разделить в зависимости от числа фаз обмотки возбуждения и выходной обмотки на три вида: 1) ФВ с вращающимся полем $m' \geq 2, m'' = 1$; 2) ФВ с пульсирующим полем $m' = 1, m'' \geq 2$; 3) комбинированные ФВ $m' \geq 2, m'' \geq 2$. Комбинированные ФВ в литературе также называют ФВ с фильтром обратной последовательности [19].

В зависимости от вида g'_k и g''_l ФВ можно разделить на две группы:

1. ФВ с пассивными проводимостями, у которых

$$g'_k = G'_k e^{j\alpha'_k}; \quad g''_l = G''_l e^{j\alpha''_l},$$

т. е. представляют собой комплексные проводимости с определенным модулем и аргументом на частоте питания.

2. ФВ с активными проводимостями, у которых

$$g'_k = G'_k f(\omega_k t, \alpha'_k);$$

$$g''_l = G''_l f(\omega_l t, \alpha''_l),$$

т. е. проводимости цепей фаз представляют собой активные цепи, гармонически изменяющиеся во времени в зависимости от частоты ω_k и ω_l .

В свою очередь, последняя группа может быть разделена в зависимости от вида напряжения возбуждения:

1. ФВ с выходом на переменном токе.
2. ФВ с выходом на постоянном токе.
3. ФВ с напряжением возбуждения переменного тока.
4. ФВ с напряжением возбуждения постоянного тока.

Комбинированные ФВ, являющиеся по существу комбинацией ФВ с вращающимся полем и ФВ с пульсирующим полем, могут быть классифицированы в зависимости от вида последних.

Возможный вариант классификации ФВ на индуктосине представлен на рис. 25.

Рассмотрим некоторые общие вопросы теории ФВ на индуктосине с пассивными проводимостями фаз.

Если в формуле выходного напряжения обобщенной схемы ФВ (рис. 24), принять, что

$$\dot{U}_B = U_B e^{j\omega t};$$

$$g'_k = G'_k e^{j\alpha'_k};$$

$$g''_l = G''_l e^{j\alpha''_l};$$

$$Z_{kl} = z_{kl} \cos(p\varphi + \beta'_l + \beta''_k) e^{j\frac{\pi}{2}}.$$

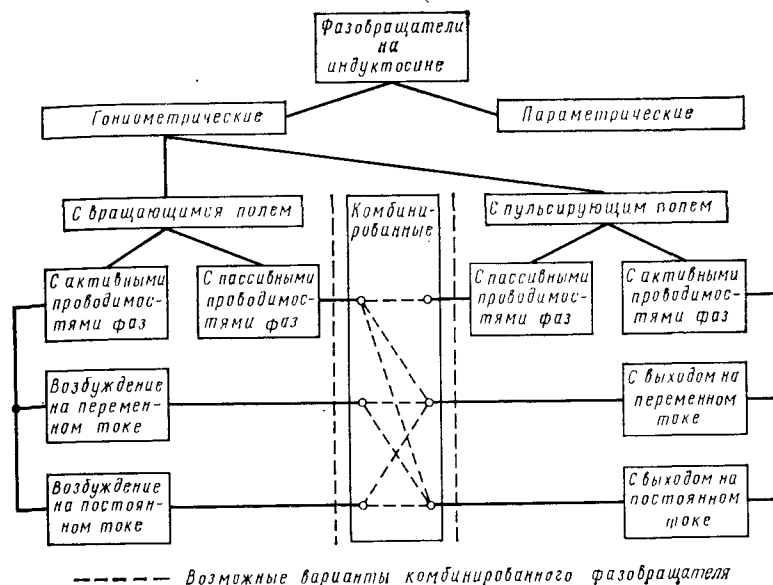


Рис. 25. Классификация ФВ

то выходное напряжение можно представить в виде двух составляющих

$$\dot{U}_H = \dot{U}'_H + \dot{U}''_H,$$

где

$$\begin{aligned} \dot{U}'_H &= \frac{U_B}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g''_l \right)} e^{j \left(\omega t + p\varphi + \frac{\pi}{2} \right)} \times \\ &\times \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} G'_k G''_l z_{kl} e^{j (\alpha'_l + \alpha'_k + \beta'_k + \beta''_l)}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}''_H &= \frac{U_B}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g''_l \right)} e^{j \left(\omega t - p\varphi + \frac{\pi}{2} \right)} \times \\ &\times \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} G'_k G''_l z_{kl} e^{j (\alpha'_l + \alpha'_k - \beta'_k - \beta''_l)}; \end{aligned} \quad (10)$$

\dot{U}'_H и \dot{U}''_H представляют собой два напряжения, фазы которых линейно зависят от $p\varphi$ и $-p\varphi$ соответственно. Напряжения U'_H и U''_H состоят из $m' \times m''$ слагаемых каждое. Составляющие имеют вид

$$\dot{U}'_{nkl} = \frac{U_B}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g'_l \right)} G'_k z_{kl} G'_l e^{j(\omega t + p\varphi + \alpha'_k + \alpha'_l + \beta'_k + \beta'_l)}, \quad (11)$$

$$\dot{U}''_{nkl} = \frac{U_B}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g'_l \right)} G'_k z_{kl} G'_l e^{j(\omega t - p\varphi + \alpha'_k + \alpha'_l - \beta'_k - \beta'_l)} \quad (12)$$

и представляют собой векторные величины, модуль которых зависит от k и l , а аргумент от $p\varphi$, k , l для \dot{U}'_{nkl} и от $-p\varphi$, k , l для \dot{U}''_{nkl} . Очевидно, для того чтобы фаза выходного напряжения линейно зависела от φ , необходимо и достаточно, чтобы

$$\dot{U}' \neq 0 \text{ и } \dot{U}'' = 0; \quad (13)$$

либо

$$\dot{U}'_H = 0 \text{ и } \dot{U}''_H \neq 0. \quad (14)$$

В первом случае фаза выходного напряжения пропорциональна $+\varphi$, во втором $-\varphi$. Это значит, что в первом случае сумма векторов \dot{U}'_{nkl} не должна быть равной нулю и должна представлять собой разомкнутую ломаную линию, а сумма векторов \dot{U}''_{nkl} должна быть равной нулю, т. е. представлять собой замкнутую фигуру, состоящую из $m' \times m''$ векторов (рис. 26). Во втором случае, наоборот, сумма векторов \dot{U}'_{nkl} должна быть равна нулю и представляет собой замкнутую фигуру, состоящую из $m' \times m''$ векторов, а сумма векторов \dot{U}''_{nkl} не должна быть равной нулю и должна представлять собой разомкнутую ломаную линию.

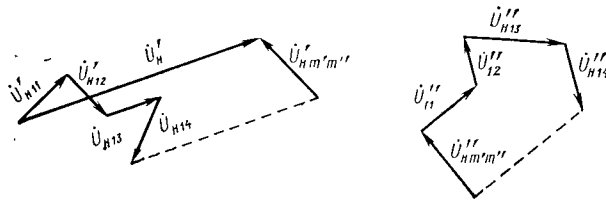


Рис. 26. Векторная диаграмма ФВ в общем случае

Учитывая (11) и (12), условие (13) можно записать в виде

$$\dot{U}'_H = \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} U'_{nkl} \neq 0; \quad (15)$$

$$\dot{U}''_H = \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} U''_{nkl} = 0, \quad (16)$$

а условие (14) в виде

$$\dot{U}'_H = \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} U'_{nkl} = 0; \quad (17)$$

$$\dot{U}''_H = \sum_{k=1}^{m'} \sum_{l=1}^{m''} U''_{nkl} \neq 0. \quad (18)$$

Условия (15), (16) и (17), (18) выполняются при бесконечном числе сочетаний g'_k , z_{kl} , g'_l , α'_k , α'_l , β'_k , β'_l , поэтому следует внести дополнительные ограничения.

Если потребовать максимума напряжения нагрузки, а также принять, что фазы обмоток возбуждения и выходных обмоток равномерно распределены по окружности в диапазоне π , т. е.

$$|\dot{U}'_H| = \max, \quad |\dot{U}''_H| = \max;$$

$$\beta'_k = \frac{\pi n}{m'} (k-1); \quad (19)$$

$$\beta'_l = \frac{\pi n}{m''} (l-1), \quad (20)$$

где $n=1, 2, 3, \dots$

то можно показать, что при любых значениях m' и m'' условие (13) выполняется, если

$$G'_1 = G'_2 = \dots G'_k = \dots G'_{m'} = G'; \quad (21)$$

$$G''_1 = G''_2 = \dots G''_l = \dots G''_{m''} = G''; \quad (22)$$

$$z_{11} = z_{12} = \dots z_{kl} = z_{m'm''} = z; \quad (23)$$

$$\alpha'_l + \beta'_l = 0, 2\pi, 4\pi \dots; \quad (24)$$

$$\alpha'_k + \beta'_k = 0, 2\pi, 4\pi \dots; \quad (25)$$

$$\alpha'_k - \beta'_k = \frac{2\pi}{m'} (k-1) r_1, \text{ где } r_1 = 1, 2, 3, \dots, r_1 \neq rm'; \quad (26)$$

$$\alpha'_l - \beta'_l = \frac{2\pi}{m''} (l-1) r_2, \text{ где } r_2 = 1, 2, 3, \dots, r_2 \neq rm''; \quad r = 0, 1, 2, \dots \quad (27)$$

условие (14) выполняется, если выполняются условия (21), (22) (23), а также

$$\alpha'_k + \beta'_k = \frac{2\pi}{m'} (k-1) r_1, \text{ где } r_1 = 1, 2, 3, \dots, r_1 \neq rm''; \quad (28)$$

$$\alpha'_l + \beta'_l = \frac{2\pi}{m''} (l-1) r_2, \text{ где } r_2 = 1, 2, 3, \dots, r_2 \neq rm''; \quad r = 0, 1, 2, \dots \quad (29)$$

$$\alpha'_k - \beta'_k = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \quad (30)$$

$$\alpha'_l - \beta'_l = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \quad (31)$$

Выполнение условий (21)–(27) означает, что векторы U'_{nkl} имеют равные (или отличающиеся на $2\pi r$) аргументы, а векторы U''_{nkl} образуют симметричную звезду из равных по модулю векторов, сумма которых равна нулю (рис. 27), и что

$$\dot{U}_n = \dot{U}'_n = \frac{U_n m' m''}{2 \left(g_n + \sum_{l=1}^{m''} g'_l \right)} g' z g'' e^{j \left(\omega t + p\Phi + \frac{\pi}{2} \right)}.$$

Выполнение условий (21), (22), (23), (28)–(31) означает, что векторы U'_{nkl} имеют равные аргументы, а векторы U''_{nkl} образуют симметричную звезду равных по модулю векторов, сумма которых равна нулю (рис. 28), и что

$$\dot{U}_n = \dot{U}''_n = \frac{U_n m' m''}{2 \left(g_n + \sum_{l=1}^{m''} g'_l \right)} g' z g'' e^{j \left(\omega t - p\Phi + \frac{\pi}{2} \right)}. \quad (32)$$

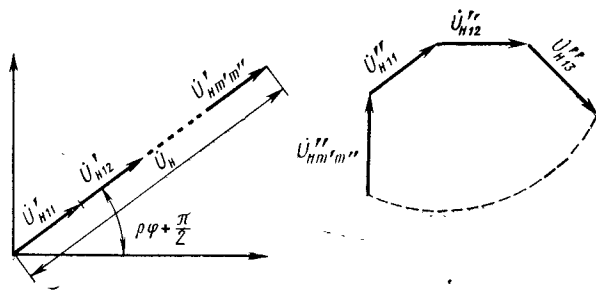


Рис. 27. Векторная диаграмма симметричного ФВ с прямоовращающейся фазой

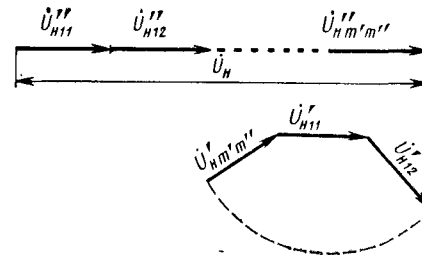


Рис. 28. Векторная диаграмма симметричного ФВ с обратновращающейся фазой

Представление выходного напряжения в виде двух составляющих, имеющих прямо и обратно вращающуюся в зависимости от фазу, оказывается удобным при анализе погрешностей ФВ, когда напряжение помехи представляется также в виде двух составляющих, влияние которых на фазу выходного сигнала оценивается раздельно. Погрешность ФВ (если пренебречь косвенным влиянием изменения амплитуды) может быть выражена следующим образом:

$$\Delta\varphi = \Delta \arg \dot{U}_n - \Delta \arg \dot{U}_o,$$

т. е. определяется изменениями $\arg \dot{U}_n$ и $\arg \dot{U}_o$. Аргумент \dot{U}_n , а следовательно, и его погрешность, как это видно из выражений (8), (9), (10), зависит от величины U_n , g_n , g'_k , g'_l , Z_{kl} и выполнения соотношений между ними, которые выведены и приняты выше.

Погрешность аргумента \dot{U}_n может быть вызвана двумя причинами: во-первых, отклонением действительных значений параметров элементов ФВ от расчетных; во-вторых, изменением этих параметров во времени. И в том и другом случаях текущее значение параметра элемента может быть рассмотрено как сумма расчетного значения и приращения.

При значениях приращений, значительно меньших значений самого параметра, погрешность аргумента \dot{U}_n с точностью до величины второго порядка малости можно представить в виде

$$\Delta \arg \dot{U}_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial (\arg \dot{U}_n)}{\partial a_i} \Delta a_i, \quad (33)$$

где a_i и Δa_i — значение параметра элемента и его приращение; i — параметр элемента, по которому приводится определение погрешности; n — число параметров. Как было сказано выше, погрешность ФВ удобно определять, вначале определив отклонение выходного напряжения от расчетного в виде двух напряжений вида U'_n и U_n . Это можно показать следующим образом. Пусть

$$\dot{U}_n = \dot{U}_{np} + \Delta \dot{U}'_n + \Delta \dot{U}''_n,$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{U}'_n &= \sum_{i=1}^n \Delta \dot{U}'_{ni} = |\dot{U}_{np}| \sum_{i=1}^n \delta'_i e^{j(\omega t + p\varphi + \varphi'_i)}; \\ \Delta \dot{U}''_n &= \sum_{i=1}^n \Delta \dot{U}''_{ni} = |\dot{U}_{np}| \sum_{i=1}^n \delta''_i e^{j(\omega t - p\varphi + \varphi''_i)}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

$\Delta \dot{U}'_n$ — составляющая выходного напряжения, вызванная погрешностью i -го параметра, имеющая прямоовращающуюся в зависимости от φ фазу, $|\dot{U}_{np}| \delta'_i$ — модуль этой составляющей, а $(\omega t + p\varphi + \varphi'_i)$ его аргумент, причем δ'_i представляет собой относительное значение модуля погрешности выходного напряжения, вызванного погрешностью i -го параметра; $\Delta \dot{U}''_n$ — составляющая выходного напряжения, имеющая обратновращающуюся в зависимости от φ фазу, вызванная погрешностью i -го параметра; $|\dot{U}_{np}| \delta''_i$ — модуль, а $\omega t - p\varphi + \varphi''_i$ — аргумент, причем δ''_i есть относительное значение модуля $\Delta \dot{U}''_{ni}$; тогда с точностью до погрешностей второго порядка малости можно записать, что

$$\begin{aligned} \dot{U}_n &= |\dot{U}_{np}| \left[1 + \sum_{i=1}^n \delta'_i \cos(\arg \Delta \dot{U}'_n - \arg \dot{U}_{np}) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^n \delta''_i \cos(\arg \Delta \dot{U}''_n - \arg \dot{U}_{np}) \right] \times \\ &\quad j \left[\omega t + p\varphi + \frac{\pi}{2} + \sum_{i=1}^n \delta'_i \sin(\arg \Delta \dot{U}'_n - \arg \dot{U}_{np}) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^n \delta''_i \sin(\arg \Delta \dot{U}''_n - \arg \dot{U}_{np}) \right] \\ &\times e \end{aligned} \quad (35)$$

Как следует из выражения (35), задача определения погрешности ФВ сводится к задаче определения $\Delta \dot{U}'_n$ и $\Delta \dot{U}''_n$. Эта задача решается, если принять

$$\Delta \dot{U}'_n = \frac{\partial \dot{U}'_n}{\partial a_i} \Delta a_i;$$

$$\Delta \dot{U}''_n = \frac{\partial \dot{U}''_n}{\partial a_i} \Delta a_i;$$

значения \dot{U}'_n и \dot{U}''_n должны быть взяты из выражений (9) и (10). Анализ выражения (35) показывает, что, если направления изменений фазы составляющей выходного напряжения, вызванной погрешностью i -го параметра и выходного напряжения, совпадают,

то такая помеха может привести к изменению модуля и фазы выходного напряжения, не зависящему от угла φ . Если же направления изменения фазы, составляющей выходного напряжения, вызванной погрешностью i -го параметра и выходного напряжения в зависимости от угла φ противоположны, то такая помеха может привести к изменению модуля и фазы выходного напряжения в зависимости от φ .

Одним из видов погрешности ФВ является погрешность из-за нелинейности напряжения возбуждения. Пусть напряжение возбуждения имеет нелинейный характер и может быть представлено в виде ряда Фурье

$$\dot{U}_B = \sum_{v=1}^{\infty} U_{Bv} e^{j(\omega v t + \varphi_{Bv})}, \quad (36)$$

тогда выходное напряжение можно записать в виде

$$\dot{U}_n = \sum_{v=1}^{\infty} \dot{U}'_{nv} + \sum_{v=1}^{\infty} \dot{U}''_{nv}.$$

\dot{U}'_{nv} и \dot{U}''_{nv} определяют из выражений (9), (10) соответственно с учетом формулы (36), т. е. выходное напряжение представляет собой сумму гармоник, содержащихся в напряжении возбуждения, которые пройдя через ФВ, на выходе образуют напряжения с прямо и обратновращающейся фазами и постоянным фазовым сдвигом, определяемым номером гармоники напряжения возбуждения и параметрами ФВ. Так как ФВ построен на пассивных частотно-зависимых проводимостях фазосдвигающих цепей, то условие отсутствия в выходном напряжении напряжения с обратновращающейся фазой не соблюдается для высших гармоник.

Влияние нелинейности коэффициента взаимной индукции на погрешность ФВ может быть рассмотрено как появление в выходном напряжении составляющих, зависящих от высших гармоник по перемещению. Если сопротивление взаимной индукции записать в виде

$$Z_{kl} = e^{j \frac{\pi}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} Z_{kln} \cos(pn\varphi + \beta'_{kn} + \beta''_{ln}),$$

то выходное напряжение

$$\dot{U}_n = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{U}'_{nn} + \sum_{n=1}^{\infty} \dot{U}''_{nn},$$

где \dot{U}'_{nn} и \dot{U}''_{nn} определяются из выражений (9) и (10) соответственно для каждого значения n , и в самом общем виде в выходном напряжении будут присутствовать все высшие гармоники по перемещению. Представляет определенный интерес нелинейность вида

$$Z_{kl} = e^{j \frac{\pi}{2}} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} z_{kln} \cos(pn\varphi + n\beta'_k + n\beta''_l), \quad (37)$$

которая характерна, например, для функций, не имеющих четных гармоник с нулевым фазовым сдвигом для всех гармоник. Подобный вид функции коэффициента взаимной индукции характерен для индуктосны. В этом случае, если принять, что $\dot{U}_n' \neq 0$, $m' \geq 2$ и $m'' \geq 2$, то

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{nn} &\neq 0 \text{ при } n = rm' + 1 \text{ и } n \neq rm'' + 1; \\ \dot{U}_{nn} &= 0 \text{ при } n \neq rm' + 1 \text{ или } n \neq rm'' + 1, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

где $r = 0, 1, 2, \dots$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{nn} &\neq 0 \text{ при } n = rm' - 1 \text{ и } n = rm'' - 1; \\ \dot{U}_{nn} &= 0 \text{ при } n \neq rm' - 1 \text{ или } n \neq rm'' - 1, \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

где $r = 0, 1, 2, \dots$

т. е. векторы напряжения с прямо вращающейся фазой гармоник, для которых выполняется условие $n \neq (rm' + 1)$ или $n \neq (rm'' + 1)$, образуют равномерную симметричную звезду, и сумма их равна нулю; векторы напряжения с обратн вращающейся фазой гармоник, для которых выполняется условие $n \neq (rm' - 1)$ или $n \neq (rm'' - 1)$, также образуют равномерную симметричную звезду и их сумма равна нулю.

ФВ с вращающимся полем. ФВ с вращающимся полем получили широкое распространение благодаря простоте конструкции и схемы и сравнительно высоким метрологическим качествам. Схемы основных видов ФВ с вращающимся полем изображены на рис. 29—33.

На рис. 29, а изображена схема многофазного ФВ с вращающимся полем, имеющего m' -фазную обмотку возбуждения с фазосдвигающими проводимостями и однофазную выходную обмотку.

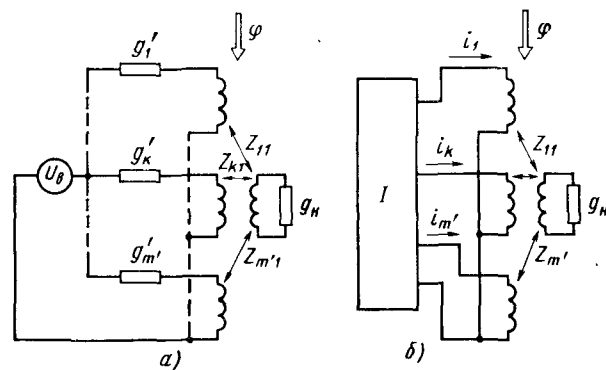


Рис. 29. Многофазный ФВ с вращающимся полем: а — с фазорасщепителем; б — с многофазным источником питания

Выходное напряжение такого ФВ, исходя из выражения (8), примем равным:

$$\dot{U}_H = \dot{U}_B \sum_{k=1}^{m'} g_k Z_{kl}.$$

При этом предполагаем, что сопротивление нагрузки значительно больше комплексного сопротивления выходной обмотки. Если выполнить условие равенства максимуму выходного напряжения и условие отсутствия в выходном напряжении составляющей с обратн вращающейся фазой [см. (21), (23), (25) и (26)] и принять, что $\dot{U}_H = \dot{U}_H'$, то выходное напряжение

$$\dot{U}_H = \frac{m'}{2} U_B G' Z_e e^{j(\omega t + p\varphi + \frac{\pi}{2})}.$$

Погрешности данной схемы определены с учетом выражения (35) и сведены в табл. 2. Анализ таблицы погрешностей ФВ с вращающимся полем показывает, что в общем случае любая погрешность элементов ФВ вызывает и амплитудную и фазовую погрешности ФВ, как независимые от φ , так и пропорциональные $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$. Влияние нелинейностей напряжения возбуждения и коэффициента взаимной индукции на погрешность ФВ с вращающимся полем определяется формулами (37) и (38), т. е. в схеме возможно частичное уничтожение высших пространственных гармонических.

На рис. 29, б представлена схема ФВ с вращающимся полем, в которой источник напряжения возбуждения и фазосдвигающие цепи фаз обмотки возбуждения заменены многофазным источником тока, причем ток каждой из фаз:

$$i_k = I_k e^{j(\omega t + \alpha_k')}.$$

$I_1 = I_2 = \dots = I_{m'} = I'$, а α_k' удовлетворяет условиям (25), (26). Выходное напряжение такого ФВ

$$\dot{U}_H = \frac{I' Z}{2} m' e^{j(\omega t + p\varphi + \pi/2)}.$$

Многофазный ФВ (рис. 29, б) не критичен к некоторым высшим гармоническим токам питания, так же как к высшим гармоническим пространственным, если форма функций тока во времени и форма коэффициентов взаимной индукции для всех фаз одинаковы.

Простейшая схема ФВ с вращающимся полем представлена на рис. 30. В такой схеме $i_1 = I e^{j\omega t}$, $i_2 = I e^{j(\omega t + \pi/2)}$; $Z_{11} = z e^{j\pi/2} \cos p\varphi$; $Z_{21} = z e^{j\pi/2} \sin p\varphi$ и выходное напряжение с учетом малости внутреннего сопротивления выходной обмотки по сравнению с сопротивлением нагрузки равно

$$\dot{U}_H = I z e^{j(\omega t + p\varphi + \pi/2)}.$$

Таблица фазовых погрешностей схем ФВ с вращающимся полем

Тип схемы ФВ			
Двухфазный	многофазный	двухфазный	двухфазный с коммутацией обмоток возбуждения
$\Delta G'_k$	$\frac{1}{m'} \left \sum_{k=1}^{m'} \frac{\Delta G'_k}{G'} e^{j\psi_k} \right \times$ $\times \sin \left[\arg \left(\sum_{k=1}^{m'} \Delta G'_k e^{j\psi_k} \right) - 2p\varphi \right]$	—	—
ΔI_{Bk}	—	$-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_{B1}}{I_{Bm}} - \frac{\Delta I_{B2}}{I_{Bm}} \right) \times$ $\times \sin(2p\varphi)$	$-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_{B1}}{I_{Bm}} - \frac{\Delta I_{B2}}{I_{Bm}} \right) \times$ $\times \sin 2p\varphi$
$\Delta \alpha'_k$	$\frac{1}{m'} \sum_{k=1}^{m'} \Delta \alpha'_k + \left \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{m'} \Delta \alpha'_k e^{j\psi_k} \right \times$ $\times \cos \left[\arg \left(\sum_{k=1}^{m'} \Delta \alpha'_k e^{j(\psi_k + \frac{\pi}{2} - 2p\varphi)} \right) \right]$	$\frac{1}{2} [(\Delta \alpha'_1 + \Delta \alpha'_2) +$ $+ (\Delta \alpha'_1 - \Delta \alpha'_2) \cos 2p\varphi]$	~ 0 $\frac{1}{2} (\Delta \alpha_1 + \Delta \alpha_2)$

Продолжение табл. 2

Тип схемы ФВ			
Двухфазный	многофазный	двухфазный	двухфазный с коммутацией обмоток возбуждения
ΔZ_k	$\left \frac{1}{m'} \sum_{k=1}^{m'} \frac{\Delta Z_k}{Z} e^{j\psi_k} \right \times$ $\times \sin \left[\arg \left(\sum_{k=1}^{m'} \Delta Z_k e^{j(\psi_k - 2p\varphi)} \right) \right]$	$-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta Z_1}{Z} + \frac{\Delta Z_2}{Z} \right) \times$ $\times \sin(2p\varphi)$	$-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta Z_1}{Z} - \frac{\Delta Z_2}{Z} \right) \times$ $\times \sin 2p\varphi$
$\Delta \beta'_k$	$\frac{1}{m'} \sum_{k=1}^{m'} \Delta \beta'_k + \left \frac{1}{m'} \sum_{k=1}^{m'} \Delta \beta'_k e^{j\psi_k} \right \times$ $\times \cos \left[\arg \left(\sum_{k=1}^{m'} \Delta \beta'_k e^{j(\psi_k - \frac{\pi}{2} - 2p\varphi)} \right) \right]$	$\frac{1}{2} [(\Delta \beta'_1 + \Delta \beta'_2) +$ $+ (-\Delta \beta'_1 + \Delta \beta'_2) \times$ $\times \cos 2p\varphi]$	$\frac{1}{2} [(\Delta \beta'_1 + \Delta \beta'_2) +$ $+ (-\Delta \beta'_1 + \Delta \beta'_2) \cos 2p\varphi]$

Примечание. $\psi_k = \alpha'_k - \beta'_k$.

Погрешности данной схемы приведены в табл. 2. Анализ погрешности показывает, что неравенство амплитуд токов обмоток возбуждения, так же как неравенство коэффициентов взаимной индукции, приводит к появлению фазовой погрешности, изменяющейся по функции $\sin 2\rho\varphi$. Неперпендикулярность фазовых сдвигов токов возбуждения, так же как и неперпендикулярность пространственных сдвигов обмоток возбуждения, приводит к фазовой погрешности, изменяющейся в зависимости от $\cos 2\rho\varphi$. Абсолютные изменения фазовых сдвигов токов возбуждения и пространственных сдвигов обмоток возбуждения приводят к появлению погрешности, не зависящей от угла поворота ротора. Неравенство коэффициентов взаимной индукции можно компенсировать соответствующим неравенством токов возбуждения, а неперпендикулярность фаз обмотки возбуждения — неперпендикулярностью фаз токов возбуждения. Нестабильность параметров ФВ, проявляющаяся в основном в неустойчивости амплитуд и фаз токов возбуждения, приводит к сдвигу фаз, пропорциональному $(\Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2)$, и переменной по углу ошибки, равной $-\left(\frac{\Delta I_1}{I_1} - \frac{\Delta I_2}{I_2}\right) \sin 2\rho\varphi + (\Delta\varphi_1 - \Delta\alpha_2) \cos 2\rho\varphi$.

Схема ФВ, приведенная на рис. 31, представляет собой модернизированный вариант схемы, приведенной на рис. 30. Выходной сигнал данной схемы определяется по результатам двух измерений фазы выходного напряжения при различных положениях переключателя и равен полуразности результатов двух замеров. В первом положении переключателя схема аналогична схеме, приведенной на рис. 30, и выходное напряжение равно

$$\dot{U}_{H1} = I z e^{j(\omega t + \rho\varphi + \pi/2)}.$$

Во втором положении переключателя изменяется направление тока в первой фазе возбуждения и соответственно направление вращения магнитного потока в воздушном зазоре индуктосины, и выходное напряжение будет равно

$$\dot{U}_{H2} = I z e^{j(\omega t - \rho\varphi - \pi/2)},$$

откуда полуразность фаз двух замеров равна

$$\frac{1}{2} (\arg \dot{U}_{H1} - \arg \dot{U}_{H2}) = \rho\varphi.$$

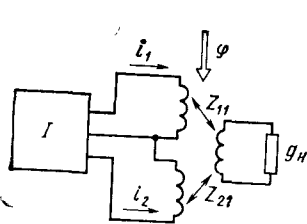


Рис. 30. Двухфазный ФВ с вращающимся полем

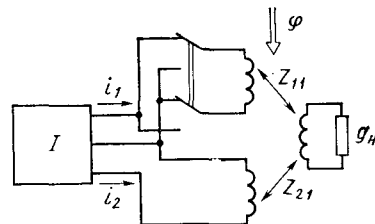


Рис. 31. Двухфазный ФВ с коммутацией обмоток возбуждения

Погрешность данной схемы приведена в табл. 2 и, как следует из таблицы, фазовая погрешность схемы по сравнению с погрешностью предыдущей схемы не зависит от неперпендикулярности и нестабильности фазовых сдвигов токов фаз возбуждения.

Схема ФВ с вращающимся полем повышенной точности, построенная на индуктосине с двумя парами взаимно перпендикулярных обмоток возбуждения и выходных обмоток, приведена на рис. 32 [10]. Результат измерения угла поворота оценивается как среднее арифметическое результатов измерения фазы выходных напряжений каждой выходной обмотки относительно фазы опорного напряжения и равен

$$\frac{1}{2} (\arg U_{H1} + \arg U_{H2}) = \rho\varphi + \frac{3}{4} \pi.$$

Как следует из схемы, фазы напряжений выходных обмоток отличаются друг от друга на $\pi/2$, поэтому погрешности фаз, изменяющиеся по функциям $\sin 2\rho\varphi$ и $\cos 2\rho\varphi$, имеют противоположные знаки. При условии равенства коэффициентов взаимной индукции обмоток возбуждения с каждой из выходных обмоток при суммировании фаз сигналов эти погрешности уничтожатся.

Погрешности ФВ (рис. 32) приведены в табл. 2. Как следует из таблицы, погрешности ФВ с точностью до величин второго порядка малости не зависят от угла поворота ротора, а зависят лишь от нестабильности фазовых сдвигов токов возбуждения и нестабильности пространственных сдвигов фаз обмоток возбуждения. Нестабильностью пространственных сдвигов фаз обмотки возбуждения практически можно пренебречь, а нестабильность фазовых сдвигов токов возбуждения можно значительно уменьшить, если в качестве опорного использовать напряжение, полученное на выходе фазосдвигающей схемы из R_1 , R_2 , C элементов, подключенной к источнику возбуждения. Схема такого ФВ приведена на рис. 33.

ФВ с пульсирующим полем. ФВ с пульсирующим полем наряду с ФВ с вращающимся полем являются наиболее распространенными. По сравнению с ФВ с вращающимся полем они не требуют достаточно сложных источников многофазного питания и могут быть построены на обычных пассивных элементах. Наиболее распространенные схемы ФВ с пульсирующим полем на индуктосине приведены на рис. 34—39.

На рис. 34 изображена схема многофазного ФВ с пульсирующим полем на индуктосине, состоящая из источника напряжения возбуждения, индуктосины с однофазной обмоткой возбуждения и m -фазной выходной обмоткой, в каждой фазе которой содержится фазосдвигающая проводимость, и нагрузки, в которой протекает

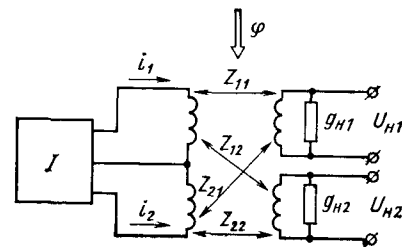


Рис. 32. Двухфазный ФВ с вращающимся полем с двумя выходными обмотками

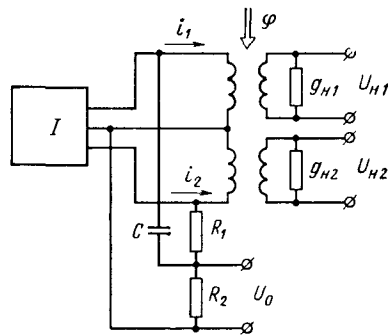


Рис. 33. Двухфазный ФВ с компенсацией неустойчивости симметрии возбуждения

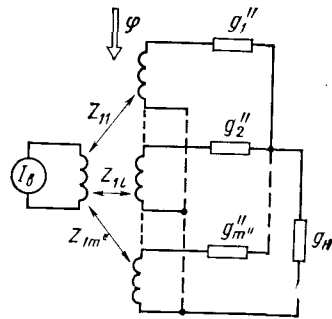


Рис. 34. Многофазный ФВ с пульсирующим полем

суммарный ток всех фаз. Выходное напряжение такого ФВ [см. формулу (8)] равно

$$\dot{U}_H = \frac{i_B \sum_{l=1}^{m''} Z_{1l} g_l}{g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l}.$$

Если выполнить условие максимума выходного напряжения и условие отсутствия на выходе составляющей с обратновращающейся фазой, которые для ФВ с пульсирующим полем представлены в выражениях (22), (23), (24) и (27), и принять, что $\dot{U}_H = \dot{U}'_H$ то выходное напряжение

$$\dot{U}_H = \frac{I z G''}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l \right)} m'' e^{j(\omega t + p\varphi + \pi/2)}.$$

В этом выражении не учтен постоянный фазовый сдвиг, вносимый $\sum_{l=1}^{m''} g_l$. Погрешности данной схемы определены по формуле (35) с точностью до величины второго порядка малости и сведены в табл. 3.

Анализ погрешностей многофазного ФВ с пульсирующим полем показывает, что в общем случае любая погрешность элементов ФВ вызывает амплитудную и фазовую погрешности ФВ, как независимые от φ , так и в функции $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$. Что касается влияния нелинейности тока возбуждения и коэффициента взаимной индукции, то оно определяется формулами (37), (38) и (39), и в схеме возможно уничтожение высших пространственных гар-

монических, удовлетворяющих условиям (38), (39). На рис. 35 приведена простейшая схема ФВ с пульсирующим полем, в этой схеме $i_B = I e^{j\omega t}$; $Z_{11} = z e^{j\pi/2} \cos p\varphi$, $Z_{12} = z e^{j\pi/2} \sin p\varphi$; $g_1'' = \frac{1}{R}$, $g_2'' = \omega C e^{j\pi/2}$. Выходное напряжение данной схемы с учетом малости внутреннего сопротивления выходных обмоток по сравнению с фазосдвигающими сопротивлениями и малости фазосдвигающих сопротивлений по сравнению с сопротивлением нагрузки будет равно

$$\dot{U}_H = \frac{I z}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + p\varphi + \pi/2)}.$$

Погрешности данной схемы приведены в табл. 3. Анализ погрешности данной схемы показывает, что неравенство модулей фазосдвигающих сопротивлений приводит к фазовой погрешности двух видов: не зависящей от φ и зависящей от $\sin 2p\varphi$. Неравенство коэффициентов взаимной индукции приводит к появлению погрешности, зависящей от $\sin 2p\varphi$, неперпендикулярность аргументов комплексных проводимостей фаз, так же как и неперпендикулярность пространственного сдвига фаз выходной обмотки, приводит к фазовой погрешности, зависящей от $\cos 2p\varphi$. Абсолютные отклонения аргументов проводимостей фаз, так же как и абсолютные отклонения фазовых пространственных сдвигов фаз обмоток возбуждения от расчетных, приводят к появлению погрешности, не зависящей от угла поворота ротора. Как следует из таблицы, настройкой фазосдвигающих цепей можно компенсировать влияние несимметрии магнитной системы индуктосина, чем можно достичь независимости погрешности от φ .

Неустойчивость параметров элементов ФВ, проявляющаяся в основном в изменении параметров фазосдвигающих цепей от времени и от температуры, приводит к сдвигу фазы выходного напряжения, равному $\left(\Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2 + \frac{\Delta g_1}{g_1} - \frac{\Delta g_2}{g_2} \right)$, и к переменной по углу погрешности фазы, зависящей от $\sin 2p\varphi$. Влияние неустойчивости частоты напряжения возбуждения проявляется в изменении частотно-независимых проводимостей фазосдвигающих цепей, что, в свою очередь, приводит к появлению фазовой погрешности. Ниже рассмотрены схемы, в которых влияние изменения частоты на погрешность ФВ значительно уменьшено по сравнению со схемой ФВ, приведенной на рис. 35.

На рис. 36 приведена схема ФВ с пульсирующим полем, в которой по аналогии с ФВ с вращающимся полем (см. рис. 31) производится раздельное измерение фазы выходного напряжения с первого и второго выходов и результат вычисляется как разность результатов этих измерений. Выходное напряжение в первом случае запишется в виде $\dot{U}_H = \dot{U}'_H$, во втором случае — $\dot{U}_H = \dot{U}''_H$. Погрешности данной схемы представлена в табл. 3. При условии, что $C = C'$ и $R = R'$, неустойчивость фазосдвигающих проводимостей, а следовательно, и частоты возбуждения не влияют на погрешность ФВ.

Схема ФВ, представленная на рис. 37, является усовершенствованным вариантом схемы ФВ, показанной на рис. 36. Погреш-

Таблица 3

Таблица фазовых погрешностей схем ФВ с пульсирующим полем

Дестабилизир- ующий пара- метр	Тип схемы ФВ			
	многофазный	двухфазный	двухфазный дифференциаль- ный	двухфазный с двумя обмотками возбужде- ния
$\Delta G_l''$	$ A \sin \arg A + \left \frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \frac{\Delta G_l''}{G} - \right. \\ \left. - e^{j\psi_l} \sin \left(\arg \frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} G_l'' e^{j\psi_l} - 2\rho\varphi \right) \right $	$\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta G_1'' \Delta G_2''}{G''} - \right. \\ \left. - \frac{\Delta G_1'' - \Delta G_2''}{G''} \right) \times \\ \times \sin 2\rho\varphi$	$\frac{\Delta G_1'' - \Delta G_2''}{2G''} + \\ + \frac{\Delta G_1'' + \Delta G_2''}{2G''} \sin 2\rho\varphi$	$\frac{\Delta G_1'' - \Delta G_2''}{2}$
$\Delta \alpha_l''$	$\frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \Delta \alpha_l'' + B \sin \arg B + \\ + \left \frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \Delta \alpha_l'' e^{j\psi_l} \right \times \\ \times \sin \left(\arg \sum_{l=1}^{m''} \Delta \alpha_l'' e^{j(\psi_l + \pi_2)} - 2\rho\varphi \right)$	$\frac{1}{2} (\Delta \alpha_1'' + \Delta \alpha_2'') + \\ + (\Delta \alpha_1 - \Delta \alpha_2) \cos 2\rho\varphi$	$\frac{\Delta \alpha_1'' + \Delta \alpha_2''}{2} + \\ + \frac{\Delta \alpha_1'' - \Delta \alpha_2''}{2} \cos \rho\varphi$	$\frac{\Delta \alpha_1'' + \Delta \alpha_2''}{2}$

Продолжение табл. 3

Дестабилизир- ующий пара- метр	Тип схемы ФВ			
	многофазный	двухфазный	двухфазный дифференциаль- ный	двухфазный с двумя обмотками возбужде- ния
ΔZ_l	$\left \frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \frac{\Delta Z_l}{Z} e^{j\psi_l} \right \sin \times \\ \times \left(\arg \sum_{l=1}^{m''} \Delta Z_l e^{j\psi_l} - 2\rho\varphi \right)$	$-\frac{\Delta Z_1 - \Delta Z_2}{2Z} \sin 2\rho\varphi$	$\frac{\Delta Z_1 - \Delta Z_2}{2} \sin 2\rho\varphi$	~ 0
$\Delta \beta_l''$	$\left \frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \Delta \beta_l'' e^{j\psi_l} \right \times \\ \times \sin \left(\arg \sum_{l=1}^{m''} \Delta \beta_l'' e^{j(\psi_l - \pi_2)} - 2\rho\varphi \right)$	$\frac{\Delta \beta_1'' + \Delta \beta_2''}{2} + \\ + \frac{\Delta \beta_1'' - \Delta \beta_2''}{2} \cos \rho\varphi$	$\frac{-\Delta \beta_1'' + \Delta \beta_2''}{2} + \\ + \frac{\Delta \beta_1'' - \Delta \beta_2''}{2} \cos \rho\varphi$	$\frac{\Delta \beta_1'' + \Delta \beta_2''}{2}$

Примечание. $A = -\frac{\sum_{l=1}^{m''} \frac{\Delta G_l''}{G''} e^{j\alpha_l}}{\frac{g_H}{G''} + \sum_{l=1}^{m''} e^{j\alpha_l}}; B = -\frac{\sum_{l=1}^{m''} \Delta \alpha_l'' e^{j(\alpha_l + \pi/2)}}{\frac{g_H}{G''} + \sum_{l=1}^{m''} e^{j\alpha_l}}; \psi_l = \alpha_l - \beta_l''.$

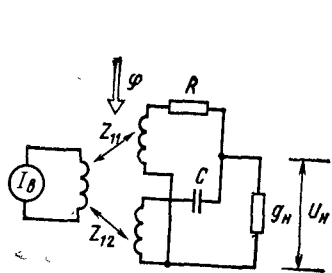


Рис. 35. Двухфазный ФВ с пульсирующим полем

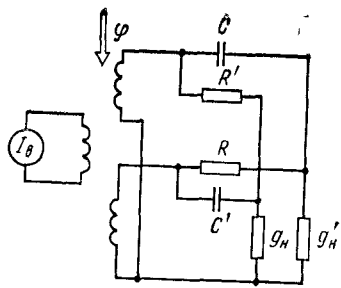


Рис. 36. Двухфазный ФВ с пульсирующим, разнонаправленным движением фаз выходных напряжений

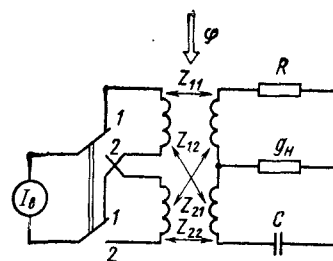


Рис. 39. ФВ с пульсирующим полем с коммутацией обмоток возбуждения

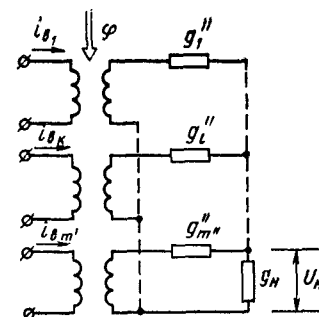


Рис. 40. Комбинированный многофазный ФВ

ность данной схемы в первом приближении не зависит от изменения параметров фазосдвигающих цепей и частоты питания. Следует отметить, что практическая реализация такого ФВ на индуктосине затруднена из-за невозможности иметь в данной схеме общую точку выходных обмоток.

Схема ФВ, позволяющая исключить из погрешности составляющую, обусловленную конечной проводимостью выходных обмоток индуктосина, приведена на рис. 38. По составу погрешностей, характеру их зависимости от изменения параметров элементов и частоты питания эта схема аналогична простейшей схеме ФВ с пульсирующим полем (рис. 35). Основное преимущество схемы состоит в том, что она позволяет использовать относительно низкоомные элементы в фазосдвигающих цепях.

Схема ФВ с пульсирующим полем повышенной точности, построенная на индуктосине с двумя парами перпендикулярных обмоток возбуждения и выходных обмоток, приведена на рис. 39. Угол поворота ротора индуктосина оценивается как среднее арифметическое результатов двух измерений фаз выходного сигнала при различных положениях переключателя, который подключает поочередно источник питания к обмоткам возбуждения. Поскольку обмотки возбуждения смещены относительно друг друга на четверть периода, то их попеременное подключение к источнику пи-

тания аналогично повороту ротора на угол $\pi/2p$; в результате у составляющих погрешности, имеющих характер $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$, изменяется знак.

При сложении результатов двух измерений фазовые погрешности, изменяющиеся в функции $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$, уничтожаются, поэтому погрешность данной схемы (см. табл. 3) определяется составляющими, не зависящими от φ . Расстройка схемы и нестабильность элементов ФВ проявляются в виде погрешности, не зависящей от φ . Эту погрешность можно уменьшить, применив схемные решения, использованные в ФВ, рассмотренных выше (см. рис. 37, 38).

Анализ погрешности ФВ с пульсирующим полем, вносимой изменением сопротивления нагрузки, показывает, что для простейшей схемы ФВ (см. рис. 34 и 35) фазовая погрешность может быть записана в виде

$$\Delta\varphi = \frac{\delta z_H}{2} \frac{R}{z_H},$$

т. е. определяется не только величиной относительной погрешности сопротивления нагрузки, но и отношением сопротивления фазосдвигающей цепи к сопротивлению нагрузки.

Подводя итог анализу основных схем фазовращателя с пульсирующим полем, можно констатировать, что его погрешность в общем случае зависит от неастройки и нестабильности элементов ФВ, и только применение методов обработки результатов нескольких измерений позволяет достичь существенного уменьшения погрешности.

Комбинированные ФВ (ФВ с фильтром обратной последовательности). В последнее время получил распространение новый вид ФВ, комбинированный, который по существу объединяет в себе ФВ с вращающимся и ФВ пульсирующим полем, благодаря чему существенно повышается точность ФВ [19]. Основные схемы комбинированных ФВ представлены на рис. 40—42.

На рис. 40 представлена схема многофазного комбинированного ФВ. В схеме применен многофазный индуктосин с m' фазами об-

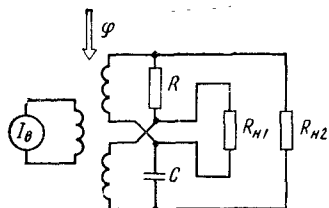


Рис. 37. Усовершенствованный вариант ФВ

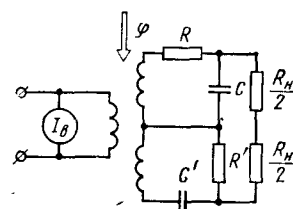


Рис. 38. ФВ с компенсацией погрешности, обусловленной конечным сопротивлением выходных обмоток

мотки возбуждения и m'' фазами выходной обмотки, которые в идеальном случае симметрично распределены в диапазонах $0-2\pi/p$ и $0-\pi/p$ соответственно. Модули взаимных индуктивностей равны между собой. Индуктоси возбуждается симметричной системой токов. На частоте возбуждения равны модули комплексных проводимостей фазосдвигающих цепей выходной обмотки, а аргументы симметрично распределены в диапазоне $0-\pi$.

Таким образом, в схеме выполняются условия (21)–(27) и выходное напряжение запишется в виде

$$\dot{U}_H = \frac{U_B m' m''}{2 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l \right)} G'_m G''_{m''} z_{m' m''} e^{i(\omega t + p\varphi + \pi/2)}.$$

Погрешности комбинированного ФВ приведены в табл. 4. Как следует из таблицы, в составе погрешностей с точностью до величины второго порядка малости отсутствуют погрешности, зависящие от угла $2p\varphi$. Это объясняется тем, что составляющие напряжения с обратно вращающейся фазой проходят двойную компенсацию, вначале на входе системы (ФВ с вращающимся полем), затем в результате суммирования токов фаз выходной обмотки, протекающих через фазосдвигающие сопротивления и нагрузку (ФВ с пульсирующим полем). В результате суммарный вектор напряжения с обратно вращающейся фазой оказывается величиной второго порядка малости.

Погрешность ФВ зависит от стабильности аргументов токов возбуждения и аргументов и модуля проводимостей фазосдвигающих цепей фаз выходной обмотки.

Схема комбинированного ФВ, представленная на рис. 41, по аналогии со схемой ФВ с вращающимся полем (см. рис. 33) позволяет существенно уменьшить влияние неустойчивости аргументов токов возбуждения за счет формирования опорного напряжения с использованием выходов источника возбуждения. Схема ФВ, представленная на рис. 42, позволяет существенно уменьшить влияние конечной величины собственного сопротивления обмотки, а также неустойчивости фазосдвигающих сопротивлений. При выборе $R' \gg \frac{1}{\omega C}$ и выполнении условий $R' = R + R_2$ и $\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C'} = R_1$ обеспечивается высокая (определяемая степенью приведенного неравенства) стабильность токов в фазах выходной обмотки и собственно аргументов напряжений на емкости C и резисторе R_1 , из которых складывается выходной сигнал ФВ.

Как следует из рис. 41 и 42, в комбинированном ФВ применимы все приемы подавления погрешностей, которые применялись в ФВ с вращающимся и пульсирующим полем. Еще одной особенностью комбинированных ФВ является удобство настройки фазосдвигающих элементов выходных фаз и токов фаз возбуждения. Для этого в первичной или вторичной системе порядок следования фаз изменяется на обратный; в идеальном случае сигнал на выходе будет равен нулю вне зависимости от угла поворота ротора. Настройка заключается в сведении к нулю постоянной и переменной в функции угла поворота составляющих.

Таблица 4

Таблица фазовых погрешностей комбинированных ФВ

Дестабилизирующий параметр	Тип схемы ФВ	
	$m' + m'' = \text{фазный}$	$2 + 2 = \text{фазный}$
$\Delta G'$	~ 0	0
$\Delta \alpha'_k$	$\frac{1}{m'} \Sigma \Delta \alpha'_k$	$\frac{\Delta \alpha'_1 + \Delta \alpha'_2}{2}$
$\Delta G''_l$	$ A \sin \arg A$	$\frac{1}{V^2} V \left(\left(\frac{\Delta G''_1}{G''_1} \right)^2 + \left(\frac{\Delta G''_2}{G''_2} \right)^2 \right) \times$ $\times \arctg \frac{\Delta G''_1}{G''_2} \frac{\Delta G''_1}{G''_1} - \frac{\Delta G''_2}{G''_2} \frac{\Delta G''_2}{G''_1}$

Дестабилизирующий параметр	Тип схемы ФВ	
	$m' + m'' = \text{фазный}$	$2 + 2'' = \text{фазный}$
$\Delta\alpha_i''$	$\frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \Delta\alpha_l'' + B \sin \arg B \frac{\Delta\alpha_1'' + \Delta\alpha_2''}{2}$	$\frac{\Delta\alpha_1'' + \Delta\alpha_2''}{2}$
Δz_{ki}	~ 0	0
$\Delta\beta_k'$	$\frac{1}{m'} \sum_{k=1}^{m'} \Delta\beta_k'$	$\frac{\Delta\beta_1' + \Delta\beta_2'}{2}$
$\Delta\beta_l''$	$\frac{1}{m''} \sum_{l=1}^{m''} \Delta\beta_l''$	$\frac{\Delta\beta_1'' + \Delta\beta_2''}{2}$
Примечание. $A = \left[\sum_{l=1}^{m''} \frac{\Delta\alpha_l''}{G''} e^{j\alpha_l''} \right] ; B = \left[\sum_{l=1}^{m'} \frac{\Delta\alpha_l'}{G'} e^{j(\alpha_l' + \frac{\pi}{2})} \right]$		

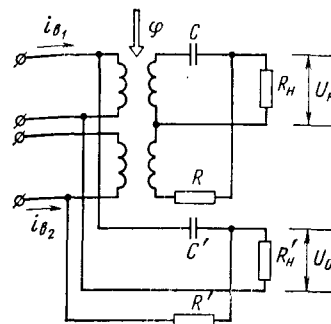


Рис. 41. Комбинированный 2+2-фазный ФВ с компенсацией нестабильности симметрии напряжения возбуждения

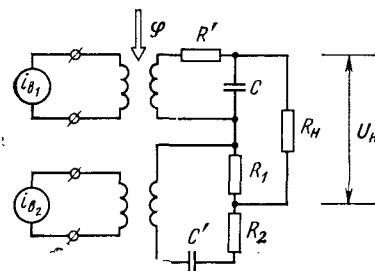


Рис. 42. Комбинированный ФВ с компенсацией нестабильности параметров элементов фазовращающих цепей

Подводя итоги анализу ФВ с пассивными проводимостями фазосдвигающих цепей, можно сделать следующий вывод: схемы ФВ достаточно просты, допускают возможность компенсации влияния несимметрии многофазных систем возбуждения и выходных систем — как фазосдвигающих цепей, так и обмоток датчика. Ценой снижения выходного сигнала в схемах таких ФВ имеются возможности уменьшения влияния нестабильностей параметров пассивных элементов на точность и стабильность ФВ.

Эти качества обеспечили указанным ФВ широкое распространение. К недостаткам ФВ на основе индуктосина с пассивными проводимостями относятся:

- а) необходимость использования источников возбуждения с малым коэффициентом нелинейных искажений;
- б) трудности с получением высокой разрешающей способности при цифровом преобразовании: при малых частотах возбуждения сигнал индуктосина мал и уровень шумов относительно высок; повышение же частоты ограничивается быстродействием счетных цепей преобразователя;
- в) необходимость использования прецизионных электрорадиоэлементов, плохо поддающихся микроминиатюризации. Наиболее эффективными ФВ в этом классе следует считать комбинированные ФВ, которые обеспечивают получение высокой точности преобразования угла поворота индуктосина в фазу при умеренной точности настройки схемы.

Фазовращатели с модуляцией проводимости выходных цепей. Поиски путей создания высокоэффективных ФВ привели к разработке ФВ с активными проводимостями фазосдвигающих цепей как в цепях фаз обмотки возбуждения, так и цепях фаз выходной обмотки [14]. Как оказалось, данный класс ФВ, особенно при применении комбинированных ФВ, сохраняет достоинства, присущие ФВ с пассивными проводимостями фазосдвигающих цепей и в значительной мере ослабляет их недостатки.

В качестве активных проводимостей фазосдвигающих цепей могут использоваться ключевые схемы, последовательно соединенные с резисторами и управляемые цифровыми устройствами, разработка

и применение которых в настоящее время не вызывают затруднений.

Проведем краткий анализ ФВ на индуктосине с активными проводимостями на примере ФВ с пульсирующим полем. Если в схеме (см. рис. 34) в качестве фазосдвигающих цепей использовать цепи, проводимость которых изменяется по гармоническому закону во времени и может быть представлена в виде ряда Фурье

$$g_l'' = \sum_{w=1}^{\infty} g_{lw}'' \sin(\omega \omega_l t + \omega \alpha_l''),$$

ток возбуждения также имеет нелинейный характер и записывается в виде

$$I_B = \sum_{v=1}^{\infty} I_{Bv} \sin v \omega t,$$

а все остальные параметры ФВ оставлены без изменений, то выходное напряжение будет равно

$$U_H = \sum_{w=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{I_{Bv} G_{lw}''}{4 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l'' \right)} [\sin(v \omega t - \omega \omega_l t - \omega \alpha_l'' + p\varphi + \beta_l'') + \sin(v \omega t - \omega \omega_l t - \omega \alpha_l'' - p\varphi - \beta_l'') - \sin(v \omega t + \omega \omega_l t + \omega \alpha_l'' + p\varphi + \beta_l'') - \sin(v \omega t + \omega \omega_l t + \omega \alpha_l'' - p\varphi - \beta_l'')].$$

Здесь w и v обозначают номер гармоники в разложениях в ряды Фурье функций проводимостей фазосдвигающих цепей и тока возбуждения соответственно. Если для данной схемы многофазные системы токов возбуждения, входных и выходных обмоток и система многофазной модуляции полностью симметричны, т. е. выполняются условия (22), (23), (24), (27), то выходное напряжение запишется в виде

$$U_B = \frac{I_{Bv} G_{lw}'' m''}{4 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l \right)} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{w=1}^{\infty} a_{Bv} a_{gw} [\sin(v \omega t - \omega \omega_l t + p\varphi) - \sin(v \omega t + \omega \omega_l t - p\varphi)],$$

где $a_{Bv} = \frac{I_{Bv}}{I_{Bm}}$ и $a_{gw} = \frac{G_{lw}''}{G_l''}$ — относительные значения модулей тока возбуждения и активной проводимости гармоник v и w соответственно.

Положим, что g_l'' и I_B не имеют нелинейных искажений, т. е. $a_{Bv} = 0$ и $a_{gw} = 0$ при $v \geq 2$ и $w \geq 2$, и $a_B = a_{gw} = 1$ при $v = w = 1$. Тогда

$$\dot{U}_H = \frac{I_{Bm} g_l'' m''}{4 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l'' \right)} \{ [\sin(\omega - \omega_l) t + p\varphi] - \sin[(\omega + \omega_l) t - p\varphi] \}.$$

Таким образом, данная схема реализует ФВ, имеющий два выходных напряжения: первое, на разностной частоте с прямо-вращающейся фазой, и второе — на суммарной частоте с обратн-вращающейся фазой. Если принять, что $\omega \approx \omega_l$, то $|\omega - \omega_l| \ll \omega$ и $|\omega - \omega_l| \ll |\omega + \omega_l|$, и тогда устранить из выходного сигнала напряжение суммарной частоты путем простой фильтрации не представляет особых затруднений. Это позволяет использовать высоко-частотный источник возбуждения и получить высокий коэффициент передачи индуктосина, что повысит выходной сигнал и снизит уровень помех, а преобразование фазы во временной интервал и цифровой код вести на низкой частоте $\omega - \omega_l$, что дает возможность получить высокую разрешающую способность измерений. При необходимости с помощью фильтра высокой частоты (ФВЧ) можно выделить и высокую частоту, также несущую информацию об угле поворота. Для случая комбинированного ФВ с модуляцией проводимости выходной сигнал может быть получен с учетом формулы (8) в виде

$$U_H = \frac{I_B G_l}{4 \left(g_H + \sum_{l=1}^{m''} g_l \right)} m' m'' \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{w=1}^{\infty} a_{Bv} a_{gw} \sin(v \omega t - \omega \omega_l t + p\varphi).$$

Как следует из этой формулы, в выходном напряжении комбинированного ФВ в идеальном случае отсутствуют как составляющие с обратн-вращающейся фазой, так и составляющие с суммарной частотой.

Можно показать, что при малых нарушениях симметрии всех многофазных систем в выходном сигнале в общем случае появляются составляющие с обратным следованием фазы как на разностной, так и на суммарной частоте.

Первая из них имеет второй порядок малости, вторая — первый порядок. При этом оказывается, что условие безошибочной работы фазовращателя на разностной частоте соответствует нулю сигнала на суммарной частоте.

Это позволяет получить удобный метод настройки ФВ, контроля его точности в процессе работы, а при необходимости — и автоподстройки. Рассмотрим еще одно важное свойство ФВ с модуляцией проводимости. Положим, что напряжение возбуждения имеет малые нелинейные искажения, причем номер гармоник искажений не превосходит 7—9, как это обычно бывает на практике. Пусть то же самое имеет место и для функций модуляции. Если при этом $|\omega - \omega_l| \ll \omega$, то отбросив комбинационные гармоники первого порядка малости с частотами, много большими

(7—9) ω , формулу можно упростить, представив в следующей форме:

$$U_s \approx \frac{I_{вм} G_1'' m''}{4 \left(g_H + \sum_{l=1}^m g_l \right)} \sum_{v=1}^{7-9} a_{vu} a_{gv} \sin [vt (\omega - \omega_l) + p\varphi].$$

Из нее следует, что высшие гармоники проявляются как гармоники разностной частоты, причем их относительная амплитуда равна произведению относительных амплитуд соответствующих гармоник функций возбуждения и функций модуляции, т. е. составляет величину второго порядка малости.

Таким образом, при преобразовании частоты происходит мощная фильтрация высших гармоник; их энергия переисится на частоты, много большие рабочей разностной частоты. Если частота возбуждения и частота модуляции проводимости фаз получаются делением частоты f_r одного генератора, причем коэффициенты деления равны k_1 и k_2 , то разностная частота

$$f_{разн} = \frac{f_r (k_1 - k_2)}{k_1 k_2}.$$

Подбирая соответствующим образом k_1 и k_2 , можно получить различные цены кванта при заполнении временного интервала с частотой f_r . Приводим краткую таблицу возможных значений дискретности фазовых преобразователей.

Таблица 5

Некоторые варианты ФВ с модуляцией проводимости

p	k_1	k_2	Цена кванта	Примечание
2^n	$2^l - 1$	$2^l + 1$	$\sim \frac{2\pi}{2^n + 2^l + 1}$	Погрешность 0,5 кванта на период
180	240	250	$0,001^\circ$	При заполнении интервала частотой $\frac{f_r}{3}$
180	100	90	$1''$	При заполнении частотой $8 f_r$

Так, выбрав $k_1=127$ и $k_2=129$, при $p=256$ мы получим 20-разрядный преобразователь с максимальной методической погрешностью 0,25 кванта при временных интервалах, близких к полному периоду разностной частоты. При построении преобразователя опорное напряжение разностной частоты формируется из многофазного напряжения возбуждения с помощью аналогичного преобразователя час-

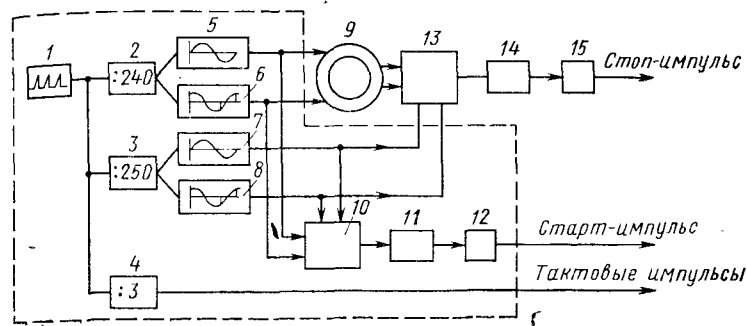


Рис. 43. Структурная схема преобразователя угол — код с преобразованием частоты

тоты, что позволяет свести к нулю влияние нестабильности симметрии напряжения возбуждения.

Полная структурная схема точного отсчета преобразователя с разрешением $0,001^\circ$ представлена на рис. 43. На рис. 43 обозначено: 1 — кварцевый генератор частоты 5 МГц, 2, 3, 4 — делители; 5, 6 — двухфазное синусоидальное питание 16,667 кГц; 7, 8 — двухфазный синусоидальный гетеродин 16,000 кГц; 9 — четырехобмоточный индуктосин с $p=180$; 10 — двухфазный модулятор — преобразователь частоты опорного сигнала; 13 — то же, для ФМ сигнала; 11, 14 — фильтры низкой частоты; 12, 15 — компаратор-формирователь фазовых импульсов. При большом числе валов часть, обведенная пунктирной линией, является общей для всех преобразователей. Схема не требует ни высокой симметрии напряжений, ни синусоидальности блоков 5—8, ни их фазовой стабильности по отношению к синхронизирующим сигналам от делителей 2 и 3.

На рис. 44 представлена принципиальная схема двухфазного диодного преобразователя частоты, построенная на балансном модуляторе, фазовая стабильность которого в диапазоне температур $+10 \div +60^\circ\text{C}$ составляет около 2,5 эл. мин. В принципе блоки синусоидального питания 5—8 на схеме (см. рис. 43) могут быть заменены ключевыми схемами с ШИ-модуляцией по законам, обеспечивающим минимум низкочастотных гармоник. Однако при проектировании такой схемы следует тщательно изучить возможность появления низкочастотных комбинационных гармоник на выходах преобразователей частоты. Поскольку практически вся схема выполняется в этом случае на дискретных элементах, можно ожидать, что фазовая стабильность преобразователя будет высокой.

При равенстве частот возбуждения и модуляции проводимостей на выходе модулятора имеет место постоянное напряжение. При этом фильтрация остаточных переменных составляющих выходного сигнала, в том числе и шумов, предельно облегчается. Измерение угла поворота можно осуществлять, управляя цифровым способом фазами модулирующих напряжений системы так, чтобы сигнал постоянного тока был равен нулю. Аналогичный канал выполняется и для опорного напряжения. Итак, ФВ на индуктосине с модуляцией проводимостей выходных цепей имеет следующие положительные свойства.

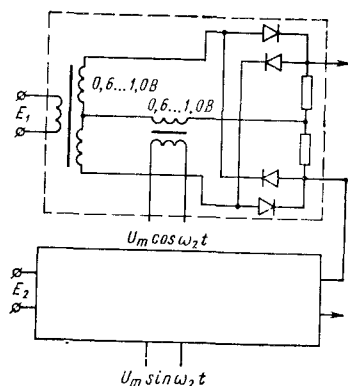


Рис. 44. Схема диодного балансного модулятора

3. ФВ оказывается малочувствительным к малым нелинейным искажениям напряжения возбуждения и форме кривой модуляции проводимости, что позволяет использовать простые и надежные источники возбуждения и модуляции.

4. ФВ с модуляцией проводимости имеют более благоприятные перспективы для микроминиатюризации схемы преобразования, особенно при использовании широтно-импульсной ключевой модуляции.

4. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ УСТРОЙСТВ С ИНДУКТОСИНОМ

Единственным серьезным недостатком индуктосина является низкий уровень его выходной ЭДС, поэтому для обеспечения высокой точности измерения, передачи и преобразования угловых и линейных перемещений и надежности устройств с индуктосинами следует уделять особое внимание эффективности применяемых средств помехозащиты.

Применительно к индуктосинам удобно различать высокочастотные помехи (радиопомехи) и низкочастотные (помехи звуковой частоты).

Помехи вызываются гальваническими, емкостными и индуктивными связями между линией связи индуктосина с приемником и окружающими ее телами (корпусами приборов и оборудования, электрической сетью, силовыми кабелями и т. п.), являющимися в сущности мощными источниками помех.

При рассмотрении способов борьбы с помехами в радиоэлектронной и электромеханической аппаратуре обычно различают помехи общего и нормального видов. Помехи общего вида возникают между местами заземления датчика и приемника и линией их связи. Помехи нормального вида возникают между сигнальными проводниками линии. Те и другие помехи могут быть приближенно

1. Индуктосин может возбуждаться сравнительно высокой частотой; при этом повышается выходной сигнал и снижается влияние помех. Преобразование фазы в цифровой код может проводиться на низкой частоте, чем обеспечивается высокая разрешающая способность измерений.

2. ФВ с пульсирующим полем и комбинированный ФВ могут быть выполнены без применения реактивных элементов (за исключением фильтра низкой частоты ФНЧ с частотой среза, гораздо большей, чем рабочая частота). При этом обеспечивается максимально возможная фазовая стабильность и отсутствие методической динамической погрешности ФВ.

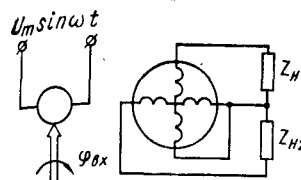
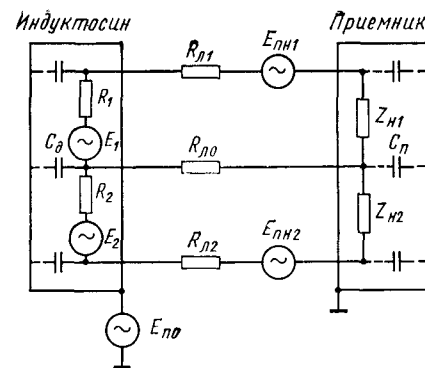


Рис. 45. Схема линии связи датчик-приемник

Рис. 46. Эквивалентная электрическая линия связи датчик — приемник с учетом источников помех



заменены эквивалентным генератором помехи в виде источника напряжения с последовательно включенным резистором.

Генератор помехи нормального вида включен в контуры линии связи, а генератор помехи общего вида — между корпусом датчика или приемника и контурами линии связи.

Электрическая и соответствующая ей эквивалентная схема линии связи датчик-приемник представлена на рис. 45, 46. На рисунках приняты следующие обозначения:

E_1 — выходная ЭДС индуктосина по синусной обмотке; E_2 — выходная ЭДС индуктосина по косинусной обмотке; R_1, R_2 — выходные сопротивления фаз индуктосина; $R_{л0}, R_{л1}, R_{л2}$ — омические сопротивления линии связи; $E_{пн1}, E_{пн2}$ — ЭДС источника помехи нормального вида по синусной и косинусной обмоткам соответственно; $E_{по}$ — ЭДС источника помехи общего вида; Z_{H1}, Z_{H2} — комплексные сопротивления нагрузки на фазах; C_d, C_n — паразитные распределенные емкости; $U_m \sin \omega t$ — напряжение питания индуктосина; $\varphi_{вх}$ — угол поворота ротора индуктосина.

Бороться с помехами нормального вида труднее, чем с помехами общего вида. Действительно, генератор помехи нормального вида включен последовательно в цепь связи датчика с приемником, поэтому уменьшить сигнал помехи можно, лишь используя отличие ее спектра от спектра полезного сигнала, или при относительно стабильной помехе — путем ее компенсации.

В связи с тем, что датчик и приемник устройств с индуктосинами расположены в разных местах, отстоящих друг от друга на определенном расстоянии (до 20—50 м), их корпуса чаще всего имеют разные потенциалы относительно земли.

Распределенная емкость между обмотками индуктосина, проводами линии связи, корпусами датчика и приемника замыкает цепь источника помехи общего вида на линию связи, вследствие чего на сопротивлениях нагрузки появляются напряжения помех.

От подобной помехи общего вида можно было бы полностью избавиться, если бы удалось достигнуть равенства потенциалов корпусов датчика и приемника относительно земли, в реальных же условиях это практически недостижимо.

Считается, что тяжелая медная земляная шина между приборами, где установлены датчик и приемник, может уменьшить вели-

чину помехи общего вида, а низкое сопротивление шины позволит замкнуть накоротко выход источника помехи.

К сожалению, корпусной импеданс настолько низкий, что значительного снижения напряжения помехи получить не удастся, так как большая ее часть вызывается сильными токами, текущими в земляных шинах мощных источников.

Если же помеха вызывается электромагнитным полем от близлежащих силовых цепей, то она может даже увеличиться после установки такой шины из-за возникающей помехи нормального вида.

Некоторого ослабления помех удастся достигнуть, если соединить среднюю точку двухфазной обмотки индуктосина с корпусом со стороны датчика либо со стороны приемника в зависимости от конкретных условий работы и специфики приемопреобразующей аппаратуры. В этом случае источник помехи общего вида будет замкнут преимущественно по цепи C_d — корпус, либо C_d — $R_{до}$ — корпус (см. рис. 4б), так как эта цепь является линией более низкого сопротивления, и в нагрузку будет проникать меньшая помеха.

Если поместить провода линии связи в экранирующую оболочку и присоединить последнюю к корпусу, можно в значительной степени избавиться от наводки через электростатическое поле. Необходимо только правильно и в нужном месте соединить экранирующий чулок с корпусом. Соединять с корпусом следует лишь один конец экранирующей оболочки, в противном случае по экрану будет протекать ток, индуктирующий помеху нормального вида.

Одним из эффективных средств помехозащиты от магнитных полей является свивка проводов, которая позволяет уменьшить влияние электромагнитных полей в 20—25 раз.

Следует отметить, что при работе с индуктосинами целесообразно прокладывать линии связи отдельно от цепей и приборов с большой интенсивностью магнитных полей, а при необходимости следует помещать кабели линии связи в стальные или медные трубы в зависимости от частоты воздействующего электромагнитного поля.

Указанные мероприятия по борьбе с помехами обеспечивают удовлетворительную помехозащиту устройств от влияния источников помех, а постоянная наводка несущей частоты на линию связи датчика с приемником может быть скомпенсирована, например, с помощью устройства, схема которого приведена на рис. 21.

5. О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ УГОЛ—КОД

Известны два вида преобразователей угол—код на основе индуктосина—преобразователи амплитудного и фазового типов. В преобразователе амплитудного типа на двухфазную обмотку возбуждения с помощью управляемого цифровым способом резисторного или трансформаторного делителей подают напряжение, пропорциональное синусу и косинусу угла; сигнал рассогласования, снимаемый с выходной обмотки, служит для управления делителями. Цифровой код снимается с ключей делителей при нулевом выходном сигнале. Подробное исследование схем преобразователей амплитудного типа на синусно-косинусном вращающемся трансформаторе (СКВТ) дано в работе [8]. У преобразователей фазового типа точность в основном определяется фазовращателем; преобразователи фаза—код рассмотрены, например, в работе [8].

К достоинствам амплитудных преобразователей относятся повышенное быстродействие; нечувствительность в первом приближении к высшим временным гармоникам; более благоприятные условия для обеспечения высокой стабильности и помехозащитности.

Однако, как мы убедились выше, преобразователи фазового типа с модуляцией проводимости выходных фазосдвигающих цепей также мало чувствительны к высшим гармоникам возбуждения и обладают предпосылками для высокой стабильности. Быстродействие же преобразователя при наличии ЦВМ не имеет решающего значения, так как в подавляющем большинстве случаев применения ошибка запаздывания фазового преобразователя может быть учтена методом интерполяции или экстраполяции, если хотя бы приближенно известна скорость входного вала. Вместе с тем преобразователи фазового типа с круговым полем и фильтром обратной последовательности того или иного типа имеют ряд важных преимуществ:

а) относительная точность настройки элементов фазосдвигающих цепей или устройств равна лишь квадратному корню из допустимой погрешности преобразования, выраженной в электрических радианах;

б) от индуктосина не требуется очень высокой степени симметрии многофазных систем на входе и выходе;

в) в многофазных фазовращателях устраняется влияние на точность части высших пространственных гармоник.

Особенно важным является второе преимущество. Как будет показано ниже, допустимость выполнения обмоток индуктосина с малой несимметрией (точнее, с малыми отклонениями от фиксированной несимметрии) позволяет использовать только в фазовом режиме ряд конструкций бессекторных многослойных обмоток, обладающих на много более высокими метрологическими свойствами, чем широко известные конструкции с секторными обмотками. Поэтому можно предположить, что фазовые преобразователи более перспективны. Что касается несколько более сложной цифровой части схемы фазового преобразователя по сравнению с амплитудным, то успехи быстро развивающейся микроэлектроники смягчают этот недостаток.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ ИНДУКТОСИНА

6. РАСЧЕТ ВОЗДУШНОГО КРУГОВОГО ИНДУКТОСИНА

Несмотря на то, что по принципу действия индуктосин является фактически одной из разновидностей электрической машины, для его электромагнитного расчета неприменимы традиционные методы, принятые для расчета машин и поворотных трансформаторов. Это обусловлено рядом особенностей индуктосина, вызывающих качественное отличие его характеристик от характеристик машин с ферромагнитными сердечниками.

Во-первых, это соизмеримость полюсного деления с воздушным зазором, что обуславливает весьма значительные потоки рассеяния, достигающие до 70—80% от полезного потока; во-вторых, — для кругового индуктосина — неодинаковость линейных размеров полюсного деления вдоль радиуса и, наконец, соизмеримость размеров проводника с воздушным зазором.

Несмотря на кажущуюся простоту и симметрию обмоток кругового индуктосина, не существует аналитического решения для выходного сигнала даже для случая квазистационарного поля; картина тем более усложняется при учете влияния токов высокой частоты, поэтому при решении приходится прибегать к упрощениям.

Вопросам теории сигнала индуктосина посвящен ряд работ. Расчет методом взаимных индуктивностей для воздушного индуктосина и путем решения уравнения Лапласа-Пуассона для общего случая дан в первых работах по теории индуктосина [16, 17]. Решение задачи с применением методов функций комплексного переменного дано в работе [15].

Необходимо заметить, что в любом случае выходной сигнал индуктосина настолько мал, что использование его без усилителя со значительными коэффициентами усиления по напряжению и мощности невозможно, поэтому главной задачей расчета является не столько определение точного значения выходного сигнала, сколько установление зависимости между выходной ЭДС, коэффициентом электрической редукции и габаритными размерами датчика. Знание такой зависимости дает возможность построить теорию технологических погрешностей индуктосина, что, очевидно, является главным в теории измерительных преобразователей. Второй важной задачей является определение характера функций ЭДС от угла поворота ротора.

При расчете приняты следующие допущения:

1) кольцо, образованное проводниками обмоток, разворачивается в полосу; шаг между проводниками принимается равным шагу в среднем диаметре обмоток;

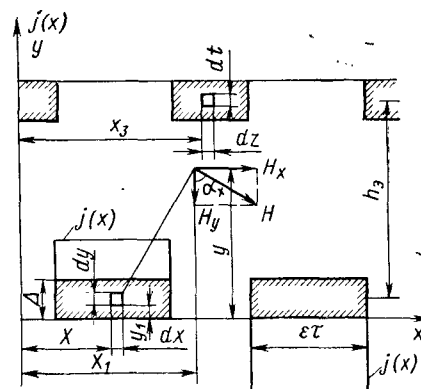


Рис. 47. Развертка сечения печатной обмотки

2) поле в зазоре полученной системы принимаем плоскопараллельным. Допущение оправдывается тем, что краевой эффект заметно проявляется лишь вблизи края проводников, на расстоянии не больше (2—3) h ; обмотки же, как правило, перекрывают друг друга;

3) распределение тока по сечению проводника принимаем равномерным в силу малости линейных размеров сечения и относительно низкой частоты питания.

Рассечем обмотку возбуждения цилиндрической поверхностью, соосной с обмоткой и сечение развернем в полосу. Отложим по оси x линейный размер вдоль окружности сечения, по оси y — линейную плотность тока и линейный размер в направлении, перпендикулярном плоскости обмоток. Обозначим расстояние между осями проводников через τ , ширину проводника — через $\varepsilon\tau$. Найдем индукцию в точке с координатами x_1 , y . Обозначим прямоугольную функцию плотности тока (рис. 47) через $j(x)$.

Полагаем распределение плотности тока в обмотке равномерным, что оправдывается относительно малыми размерами сечения и сравнительно невысокой частотой тока (порядка 10^4 — 10^5 Гц). Вычислим напряженность поля в точке, имеющей координаты x_1 , y (рис. 47). Для этого выделим бесконечно тонкий токовый слой, имеющий ординату y_1 .

Представим ступенчатую функцию плотности тока на периоде 2π в виде ряда Фурье.

Получим

$$j(x) = \frac{4j_0}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} \sin \frac{n\pi\varepsilon}{2} \sin \frac{n\pi x}{\tau}, \quad (40)$$

где j_0 — плотность тока в сечении обмотки.

Рассмотрим элемент $dx dy_1$. Ток этого элемента

$$d^2i = j(x) dx dy_1, \quad (41)$$

а напряженность поля от этого тока в точке x_1, y

$$d^2H = \frac{d^2i}{2\pi \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}}.$$

В дальнейшем нас будет интересовать вертикальная составляющая напряженности, создающая полезный сигнал. Вертикальная составляющая напряженности

$$d^2H_y = d^2H \cos \alpha_x.$$

Определив $\cos \alpha_x$ из геометрических соотношений, получим

$$d^2H_y = \frac{d^2i (x-x_1)}{2\pi [(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2]}.$$

Подставляя в это выражение значение d^2i из формулы (41), учитывая выражение (40) и производя интегрирование по всей площади токового слоя, получим

$$H_y = \int_0^\Delta dy_1 \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{j_n}{2\pi} \frac{(x-x_1) \sin \frac{\pi n x}{\tau}}{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \right] dx. \quad (42)$$

Здесь

$$j_n = \frac{4j_0}{\pi n} \sin \frac{\pi n \varepsilon_1}{2}. \quad (43)$$

Выполнив подстановку $x_2 = x - x_1$ и учитывая, что интеграл вида $\int_{-\infty}^{\infty} \frac{x \cos ax}{x^2 + b^2} dx$ равен нулю, приводим внутренний интеграл в выражении (42) к следующему виду:

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{j_n}{\pi} I_n \cos \frac{\pi n x_1}{\tau}. \quad (44)$$

где

$$I_n = \int_0^\Delta \frac{x_2 \sin \frac{\pi n x_2}{\tau}}{x_2^2 + (y-y_1)^2} dx_2. \quad (45)$$

Этот интеграл известен

$$I_n = \frac{\pi}{2} e^{\frac{-\pi n (y-y_1)}{\tau}}.$$

Подставляя выражения (44) и (45) в формулу (42) и вычисляв внешний интеграл, получим

$$H_y = \frac{\pi}{n} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} j_n \frac{1}{n} \operatorname{sh} \frac{\pi n \Delta}{2\tau} e^{\frac{-\pi n (y-\Delta/2)}{\tau}} \cos \frac{\pi n x_1}{\tau}.$$

При условии, что окружающее обмотку пространство неэлектропроводно и имеет магнитную проницаемость μ_0 , магнитная индукция

$$B_y = \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} H_{y_n} \cos \frac{\pi n x_1}{\tau}. \quad (46)$$

Здесь принято обозначение

$$H_{y_n} = \frac{\tau}{\pi} \frac{j_n}{n} \operatorname{sh} \frac{\pi n \Delta}{2\tau} e^{\frac{-\pi n (y-\Delta/2)}{2\tau}}.$$

Вычислим теперь ЭДС, индуцируемую в витке приемной обмотки, составленном из двух проводников шириной $\varepsilon_2 \tau$ и отстоящих друг от друга на расстоянии τ . Выделим в этом витке элементарный виток, составленный из двух нитей сечением $dzdt$, расположенных в центрах сечений проводников реального витка (рис. 47). Пусть координаты сечений $dzdt$ равны x_3, y и $x_3 + \tau, y$. Тогда потокосцепление нашего элементарного витка

$$\psi_{эл} = I_{пр} \int_{x_3}^{x_3+\tau} B_y(x_1) dx_1,$$

где $I_{пр}$ — радиальная длина проводника. Подставляя значение $B_y(x_1)$ из выражения (46) и производя необходимые операции, получим

$$\psi_{эл} = \frac{2I_{пр}\mu_0\tau}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} H_{y_n} \sin \frac{\pi n x_3}{\tau}.$$

ЭДС этого витка (действующее значение) при частоте тока возбуждения f

$$e_{2эл} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \psi_{эл} = \frac{4I_{пр}f\tau\mu_0}{\sqrt{2}} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{H_{y_n}}{n} \sin \frac{\pi n x_3}{\tau}.$$

Для перехода к ЭДС пластинчатого витка учтем, что ЭДС такого витка можно рассматривать как ЭДС эквивалентного генератора, составленного из бесконечного множества параллельно соединенных элементарных витков, подобных только что рассмотренному. Применив теорему об эквивалентном генераторе, получим ЭДС реального витка. Умножив ее на число витков и обмоточный коэффициент распределения $k_{рп}$ для гармоники порядка n , полу-

чим окончательное выражение для полной выходной ЭДС кругового индуктосина

$$E_2(x_3) = \frac{128 \sqrt{2}}{\pi^3} 10^{-9} \frac{j_0 l_{пр} \tau^3 f q}{\Delta \epsilon_1} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{k_{pn}}{n^5} \times \\ \times \operatorname{sh}^2 \frac{\pi n \Delta}{2\tau} \sin \frac{\pi n \epsilon_1}{2} \sin \frac{\pi n \epsilon_2}{\tau} \sin \frac{\pi n x_3}{\tau}, \quad (47)$$

где x_3 — взаимное смещение первичной и вторичной обмоток, измеренное между средними линиями проводников. Размерность линейных величин — см; плотности тока — А/см². Итак, в функции взаимного перемещения выходной сигнал индуктосина имеет вид гармонической кривой с периодом 2τ , составленной из нечетных гармоник.

Как следует из выражения (47), относительные амплитуды высших гармоник (по отношению к первой, рабочей) убывают пропорционально не менее чем четвертой степени номера гармоники, поэтому если одно из значений ϵ_1 , ϵ_2 равно $2/3$, а другое $2/5$ (или $4/5$), то третья и пятая гармоники исключаются и кривая будет практически чисто синусоидальной. Поскольку на практике $2\tau \gg \pi\Delta$, то $\operatorname{sh} \frac{\pi\Delta}{2\tau} \approx \frac{\pi\Delta}{2\tau}$, и учитывая, что $j_0 = \frac{I}{\epsilon_1 \tau \Delta}$, получим максимальное значение ЭДС в приемной обмотке в функции тока возбуждения в следующем виде:

$$E_{fm} = 1,38 \cdot 10^{-8} I (D - d) f q k_{p1} e^{-\frac{4p(h+\Delta)}{D+d}}, \quad (48)$$

За эквивалентное значение полюсного деления в выражении (40) принято среднее полюсное деление. Это справедливо с весьма высокой точностью для датчиков с $d/D > 0,5$ — $0,6$ и $\frac{4p(h+\Delta)}{D+d} < 1,5 \div 2$.

E_{fm} весьма мало даже в случае сравнительно высокой частоты питания. Так, для датчика с $p=180$, $I=0,5$ А, $D=10$ см, $d=6$ см, $f=10$ кГц, $q=90$, $k_{p1}=1$, $h=0,2$ мм и $\Delta=0,05$ мм оно составит всего лишь 7,8 мВ.

7. ИНДУКТОСИН С МАГНИТОПРОВОДОМ

Как было показано, одним из серьезных недостатков индуктосина является весьма малое значение его выходного сигнала. Одним из возможных путей его повышения является выполнение печатных обмоток на магнитопроводящем материале. Как будет показано ниже, в некоторых случаях это может быть оправдано.

Представляет практический интерес определение зависимости степени повышения ЭДС датчика от геометрических соотношений в зазоре, толщины и магнитной проницаемости подложки. Для решения задачи, так же как и в предыдущем параграфе, рассечем диски с обмотками датчика воображаемой круговой цилиндрической поверхностью, ось которой совпадает с осями обмоток, а диаметр равен среднему диаметру обмоток. Сечение развернем в по-

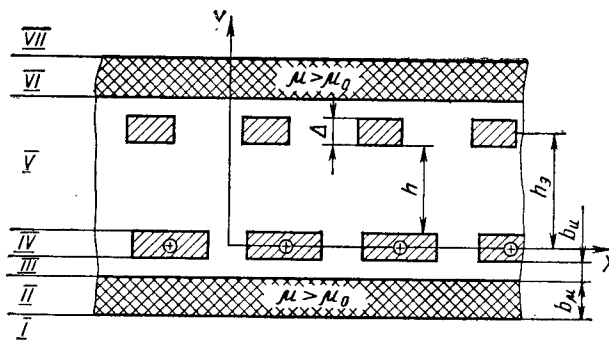


Рис. 48. Развертка сечения печатной обмотки с магнитопроводом

лосу (рис. 48). Двойной штриховкой здесь показаны магнитопроводящие подложки, их проницаемость обозначим μ , толщину — b_μ . Одинарной штриховкой показаны сечения обмоток; пусть нижняя обмотка (обмотка возбуждения) обтекается током плотностью j_0 . Толщина обмоток Δ . Обмотки отделены друг от друга зазором h , а от подложек — зазорами b_μ . Зазоры могут представлять собой, например, слой клея, если обмотки выполняются путем приклеивания фольги с последующим фотохимическим выполнением контура обмотки. При электролитическом выполнении токонесущего слоя или его напылении $b_\mu=0$. Плотность тока в области IV выражается соотношением (40).

Коэффициент, который определяет степень увеличения выходной ЭДС индуктосина из-за наличия магнитопроводящих слоев около обмоток, обозначим k_μ .

Определим k_μ как отношение амплитуды нормальной составляющей индукции с периодом π/τ в области V (см. рис. 48) на высоте середины (по толщине) проводников вторичной обмотки (h_3) при $\mu > \mu_0$ к этой же амплитуде при $\mu = \mu_0$ (или $b_\mu=0$).

Таким образом,

$$k_\mu = \left[\frac{(B_{1yV})_{\mu > \mu_0}}{(B_{1yV})_{\mu = \mu_0}} \right]_{y=h+\Delta}.$$

Поскольку

$$B_y = \frac{\partial A}{\partial x},$$

где A — магнитный векторный потенциал, то этот же коэффициент можно определить так же, как

$$k_\mu = \left[\frac{(A_{1yV})_{\mu > \mu_0}}{(A_{1yV})_{\mu = \mu_0}} \right]_{y=h+\Delta}.$$

Решения уравнений Лапласа и Пуассона для магнитного векторного потенциала

$$\nabla^2 A = 0;$$

$$\nabla^2 A = -j(x)$$

с учетом выражения (40) для полученной системы имеют вид

$$A = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (C e^{nsy} + E e^{-nsy}) \sin nsx;$$

$$A = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(F e^{nsy} + G e^{-nsy} + \frac{j_n}{s^2 n^2} \right) \sin nsx.$$

Здесь $s = \pi/\tau = \frac{4p}{D+d}$; j_n определяется из формулы (43); C, E, F, G — постоянные. Все пространство, окружающее обмотку возбуждения, разбиваем на семь областей, из них в одной $j(x) \neq 0$ и в двух $\mu = \mu_0$. Определение постоянных для каждой из областей производим из систем уравнений

$$\left(\frac{\partial A_r}{\partial x} \right)_{y=y_{r,r+1}} = \left(\frac{\partial A_{r+1}}{\partial x} \right)_{y=y_{r,r+1}}; \quad (49)$$

$$\frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)_{y=y_{r,r+1}} = \frac{1}{\mu_{r+1}} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)_{y=y_{r,r+1}}, \quad (50)$$

где A_r — магнитный векторный потенциал в области номер r ; $y_{r,r+1}$ — ордината границы r -й и $(r+1)$ -й областей; μ_r, μ_{r+1} — относительная магнитная проницаемость соответственно в r -й и $(r+1)$ -й областях. Система (49) выражает собой условие равенства нормальной составляющей магнитной индукции на границах областей, а система (50) — равенство тангенциальных составляющих напряженности поля. Поскольку областей 7, то уравнений для определения постоянных будет 12.

В областях I и VII коэффициенты соответственно при e^{-nsy} и e^{nsy} равны нулю из физических соображений. (Вектор — потенциал $A \rightarrow 0$ при $|y| \rightarrow \infty$).

Пропуская громоздкие выкладки, запишем сразу выражение для вектор-потенциала в области V:

$$A_V = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} j_n \operatorname{sh} \frac{nsy}{2} \frac{X_n^2 e^{ns(\Delta+2b_n)} + Y_n^2}{X_n^4 e^{2ns(2\Delta+2b_n+h)} - Y_n^4} \times \\ \times [Y_n^2 e^{nsy} + X_n^2 e^{-ns(y-h+2b_n-3\Delta)}],$$

где

$$X_n = \sqrt{\frac{(\mu+1)e^{2nsb_\mu} - (\mu-1)^2}{4\mu}};$$

$$Y_n = \sqrt{\frac{(\mu^2-1)(e^{2nsb_\mu}-1)}{4\mu}}.$$

Теперь вычислим k_μ ; в соответствии с его определением получим

$$4e^{s(h+2b_n+3\Delta)} \left[\operatorname{sh}^2 sb_\mu \operatorname{ch} \left(\frac{\Delta}{2} + b_n \right) s + \operatorname{sh} s \left(\frac{\Delta}{2} + b_n \right) \right] \times \\ \times \operatorname{sh} sb + \mu \operatorname{ch} sb_\mu \left[\operatorname{sh} \left(\frac{\Delta}{2} + b_n \right) s + \operatorname{ch}^2 s \left(\frac{\Delta}{2} + b_n \right) \right] \\ k_\mu = \frac{\quad}{[(\mu^2+1) \operatorname{sh} sb_\mu + 2\mu \operatorname{ch} sb_\mu]^2 e^{2s(h+2b_n+2\Delta)} - (\mu^2-1)^2 \operatorname{sh}^2 sb_\mu}. \quad (51)$$

Анализ этого выражения в общем виде практически невозможен. Поэтому рассмотрим основные случаи, имеющие практическое значение. Поскольку вне зависимости от остальных параметров при уменьшении зазора ЭДС индуктосина увеличивается, целесообразно положить для всех случаев h равной некоторой минимальной постоянной величине, определяемой конструктивными соображениями.

С учетом того, что обмотки датчика после травления имеют защитное лаковое покрытие толщиной слоя 0,02—0,025 мм, а h определяется расстоянием между металлическими поверхностями проводников, примем $h=0,15$ мм.

1. Обмотка выполняется травлением электролитического либо напыленного покрытия, высаженного непосредственно на магнито-проводящий материал значительной толщины. Тогда $b_n=0$, $b_\mu \rightarrow \infty$. Выражение для k_μ приобретает вид

$$k_\mu = \frac{e^{2s(h+\Delta)} [(\mu+1)^2 e^{s\Delta} + (\mu-1)^2]^2}{(\mu+1)^4 e^{2s(h+2\Delta)} - (\mu^2-1)^2}.$$

Семейство кривых, соответствующее этому случаю, при $\Delta=0,05$ мм и $h=0,15$ мм представлено на рис. 49. Обычно на практике значение s заключено между 2 и 8. Так, для датчика с $p=128$, внешним диаметром обмоток 70 мм и внутренним, например, 40 мм

$$s = \frac{4 \cdot 128}{70 - 40} = 4,66,$$

а у индуктосина с $p=256$, $D=110$ мм и $d=60$ мм $s=6$. Кривые (рис. 49) показывают, что при этих условиях k_μ мало зависит от μ и уже при $\mu=50 \div 100$ достигает практически предельных значений, заключенных между 3 и 5. На рис. 50 показаны зависимости этих предельных значений от s при $b_\mu \rightarrow \infty$, $\mu \geq 10 \div 200$ и $h=0,15$ мм для двух значений Δ . При малых s и малых Δ k_μ может достигать значений 7—8.

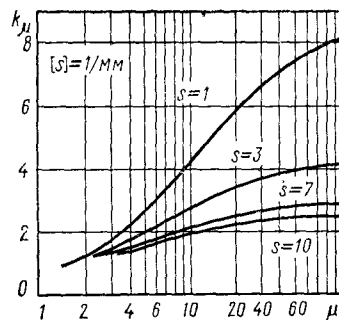


Рис. 49. Зависимости $k_\mu = f(\mu)$ при $\Delta = 0,05$ мм

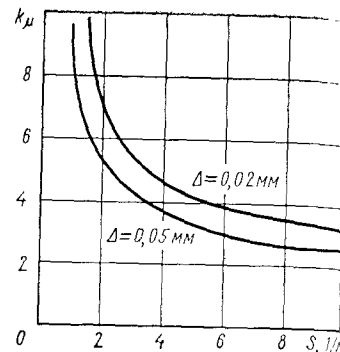


Рис. 50. Предельные значения $k_\mu = f(s)$

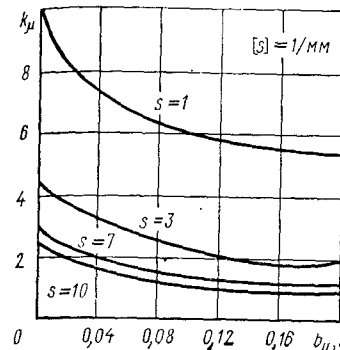


Рис. 51. Зависимость $k_\mu = f(b_\mu)$

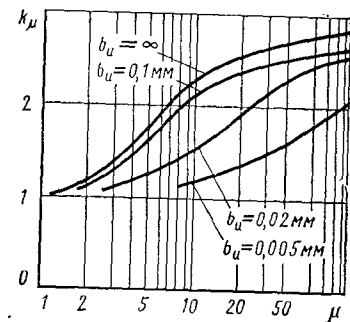


Рис. 52. Зависимости $k_\mu = f(\mu)$ при пленочном магнитопроводе

2. Обмотка выполняется путем травления фольги, приклеенной к магнитопроводящей подложке значительной толщины с $\mu = 100-200$. Выражение для k_μ приобретает вид

$$k_\mu = \frac{2 \operatorname{ch}^2 [s(b_\mu + \Delta/2)]}{\operatorname{sh} [s(h + 2\Delta + 2b_\mu)]} e^{s(h+\Delta)}.$$

Кривые, соответствующие этому случаю, показаны на рис. 51. Из них следует, что для $s \geq 5$ эффект повышения ЭДС заметно проявляется лишь при $b_\mu = 0,01-0,02$ мм, а при толщине клеевой прослойки $b_\mu \geq 0,1$ мм практически отсутствует, поэтому такая конструкция магнитопровода оправдывается лишь при сравнительно малом числе пар при больших габаритных размерах датчика, т. е. при малых s .

3. Обмотка выполняется путем травления электролитического покрытия, высаженного непосредственно на тонкую магнитопроводящую пленку, нанесенную на основной конструкционный материал. Анализ k_μ проводится по выражению (51) при $b_\mu = 0$. Кривые, соответствующие этому случаю, приведены на рис. 52 при $s=7$, $h=0,15$ мм, $b_\mu=0$; $\Delta=0,05$ мм. Из них следует, что при магнитной проницаемости пленки $\mu=50-100$ ее толщину достаточно взять всего лишь 20—50 мкм, чтобы достигнуть практически предельных значений k_μ при $3 \leq s < \infty$.

Заметим, что магнитные характеристики материала должны иметь место при слабых полях.

Для третьего случая толщина пленки должна обеспечивать отсутствие насыщения.

Таким образом, можно сделать следующие выводы.

1. Применение магнитопроводящих подложек при обычно применяемых соотношениях зазора и полюсного деления может обеспечить увеличение выходной ЭДС индуктосина максимально в 2—3 раза.

2. Коэффициент k_μ , определяющий степень увеличения ЭДС от наличия магнитопроводящих подложек, мало зависит от магнит

ной проницаемости подложки и ее толщины и уже при $\mu=100-200$ и толщине подложки $b_\mu=0,02-0,05$ мм достигает практически предельных значений.

3. Для получения заметного повышения ЭДС изоляционная прослойка между обмотками и подложками должна быть минимальной — не более 0,01—0,02 мм.

Указанные выводы относятся к случаю, когда магнитопроводящий материал является изолятором (феррит) или имеет высокое удельное сопротивление. При применении электропроводного магнитопровода, например стали, k_μ снижается в 2 раза и более — в зависимости от частоты тока возбуждения. Заметим также, что в силу малой зависимости k_μ от магнитной проницаемости подложки неравномерность магнитных свойств по площади подложки, особенно если среднее значение μ велико, не может оказать сколько-нибудь заметного влияния на точность датчика. Учитывая, что использование изоляционной магнитопроводящей подложки с целью повышения мощности выходного сигнала в настоящее время существенно усложняет технологию, применение таких подложек в настоящее время можно рекомендовать лишь для датчиков, приемники сигналов которых работают в условиях интенсивных помех, а другие возможности для увеличения мощности выходного сигнала уже исчерпаны. Вместе с тем можно предвидеть, что по мере отработки методов нанесения на поверхность изоляционных материалов магнетодиэлектриков индуктосин с магнитопроводом получит широкое распространение.

8. ЕМКОСТНЫЕ СВЯЗИ МЕЖДУ ОБМОТКАМИ

Малая величина взаимной индуктивности первичной и вторичной обмоток приводит к тому, что емкостная связь, существующая между обмотками, и также зависящая от относительного углового положения обмоток, при некоторых условиях способна несколько ухудшить точность измерения угла.

Определим выходной сигнал с учетом емкостной связи между обмотками. Обозначим через M_0 и C_0 удельные (приходящиеся на единицу полезной длины проводников) значения взаимной индуктивности обмоток и емкости между ними, а через L_{01} , L_{02} и R_0 , R_{02} — удельные значения собственной индуктивности и активного сопротивления соответственно первичной и вторичной обмоток. Тогда схеме замещения датчика можно представить себе как длинную линию с распределенными параметрами, из которых M_0 и C_0 зависят от угла поворота (рис. 53). Ток возбуждения, протекая по обмотке 1—2, ответвляется через C_0 во вторичную обмотку и, протекая по ней, создает падение напряжения, которое, складываясь с распределенной ЭДС, создает некоторый суммарный сигнал, который и является выходным.

Положим, что датчик не нагружен и реакция вторичной обмотки от тока нагрузки отсутствует. Это оправдано тем, что выходной сигнал индуктосина имеет величину на уровне единиц милливольт и даже в случае применения нагрузки с низким входным сопротивлением ток во вторичной обмотке несоизмерим с первичным.

Первичный ток датчика предполагается неизменным, не зависящим от угла поворота. Этим самым мы пренебрегаем влиянием вихревых токов, циркулирующих по ширине пластины вторичной обмотки.

Наша задача сводится к определению напряжения между точками 3 и 4 схемы замещения.

Введем координату x . Для левого конца схемы замещения принимаем $x=0$. Комплексные значения потенциалов на первичной и вторичной обмотках обозначим через $\Phi_1(x)$ и $\Phi_2(x)$, а токи в обмотках через $I_1(x)$ и $I_2(x)$.

Заметим, что

$$I_1(x) + I_2(x) = I_0,$$

где $I_0 = I_1(0) = I_1(l)$. Точки 1 и 3 можно объединить, а их потенциал принять равным нулю. Напряжение, действующее между обмотками, обозначим $u(x)$, так что

$$u(x) = \Phi_1(x) - \Phi_2(x).$$

Тогда распределение токов и напряжений на обмотках выражается следующей системой уравнений:

$$-\frac{dI_1}{dx} = j\omega C_0 u;$$

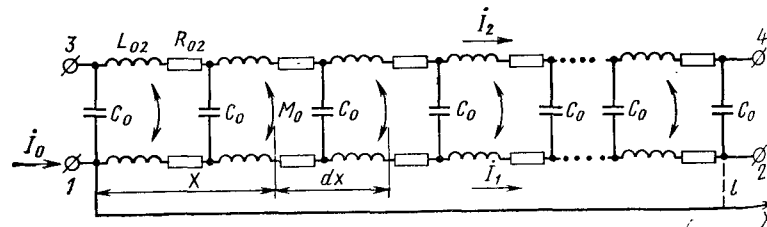


Рис. 53. Схема замещения с учетом емкостных связей

$$\frac{d\Phi_1}{dx} = -(R_{01} + j\omega L_{01}) I_1 - j\omega M_0 I_2;$$

$$\frac{d\Phi_2}{dx} = -(R_{02} + j\omega L_{02}) I_2 - j\omega M_0 I_1.$$

Введем обозначения

$$R_{01} + j\omega L_{01} = Z_{01}; \quad R_{02} + j\omega L_{02} = Z_{02};$$

$$j\omega M_0 = Z_{012}; \quad j\omega C_0 = g_0;$$

$$\sqrt{g_0 (Z_{01} + Z_{02} - 2Z_{012})} = \lambda;$$

$$\mu_1 = g_0 (Z_{02} - Z_{012}); \quad \mu_2 = g_0 (Z_{01} - Z_{012}).$$

Искомое выражение U_{34} определим как

$$U_{34} = Z_{02} \int_0^l I_2 dx + Z_{012} \int_0^l I_1 dx. \quad (52)$$

После решения уравнений для токов и интегрирования выражения (52) получим

$$U_{34} = I_0 \left\{ Z_{012} \frac{2 \operatorname{th} \frac{\lambda l}{2}}{\lambda} + \left(1 - \frac{2 \operatorname{th} \frac{\lambda l}{2}}{\lambda} \right) (Z_{02} \mu_2 + Z_{012} \mu_1) \frac{l}{\lambda^2} \right\}. \quad (53)$$

Если вместо Z_0 и g_0 подставить их значения, то получим

$$\lambda = \sqrt{\alpha + j\beta},$$

где

$$\alpha = -\omega^2 (L_1 + L_2 - 2M) C \text{ и } \beta = \omega (R_1 + R_2) C.$$

Можно показать, что при малых α и β с большой степенью точности выполняется равенство

$$\frac{2}{\sqrt{\alpha + j\beta}} \operatorname{th} \frac{\sqrt{\alpha + j\beta}}{2} \approx 1 - \frac{j\beta}{8}. \quad (54)$$

Подставляя выражение (54) в уравнение (53), полагая для простоты $z_1 = z_2 = R + j\omega L$, получим

$$U_{34} \approx \left\{ j\omega M + j\omega \frac{R^2 C}{8} - \frac{\omega^2 RCL}{8} + \frac{\omega^2 RCM}{8} \right\} I_0. \quad (55)$$

При выводе формулы (55) мы пренебрегли величинами третьего порядка малости, если ωM , ωL и ωC считать величинами первого порядка малости по сравнению с R .

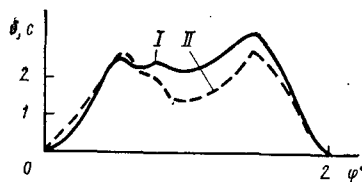


Рис. 54. Влияние экрана на внутрипериодную погрешность

Как мы уже убедились ранее, величина M имеет характер синусоиды с периодом $2\pi/p$. Значение емкости C также зависит от угла поворота. В связи с тем, что по отношению к зажимам 3—4 емкостный ток в обмотке 3—4 меняет свое направление, величину C также приходится условно считать знакопеременной хотя это и противоречит физическому смыслу емкости.

В пользу такого предположения говорит и тот факт, что при каком-либо другом законе изменения $C(\varphi)$ мы должны наблюдать значительную погрешность. Так, для датчика с $p=180$, $D=180$ мм, $d=140$ мм $h_3=0,3$ при частоте 16 000 Гц полезный сигнал составлял около 5 мВ; второе слагаемое по расчету — 0,25 мВ. Если бы $C(\varphi)$ было не синусоидой, погрешность должна была составить около минуты. На практике этого не наблюдается. Поэтому второе слагаемое в формуле (55) дает полезную составляющую сигнала и может его искажать лишь в той мере, в какой функция $C(\varphi)$ отклоняется от синусоиды. Практически это может оказаться лишь при значительных сопротивлениях обмоток. Третье слагаемое влияет лишь на постоянный сдвиг фазы сигнала (если считать, что C меняется синусоидально).

Погрешность вносит лишь четвертое слагаемое, причем только в режиме фазовращателя. Поскольку и M и C (как мы условились) изменяется по кривым вида $\sin p\varphi$, в выходном сигнале появляется квадратурный сигнал в виде суммы постоянной составляющей и второй гармоники с максимальной относительной величиной $\frac{\omega CR}{8}$

(по отношению к амплитуде полезного сигнала).

Оценим погрешность, вносимую этим сигналом. Максимальное значение

$$C_{\max} = \frac{S_{\text{обм}}}{h} 10^{-12} \text{ Ф},$$

где $S_{\text{обм}}$ — площадь обмотки. В датчике с $D=180$ мм, $d=120$ мм, $h_3=0,2$ мм и сопротивлением обмоток 10 Ом на частоте 20 кГц относительное значение помехи составит примерно $1,2 \cdot 10^{-4}$, что, например, при $p=180$ даст погрешность всего около 0,15", причем эта погрешность проявится лишь в режиме фазовращателя.

Таким образом, влиянием емкостных связей в датчике можно пренебречь и лишь для особо высоких точностей в зазор имеет смысл устанавливать заземленный экран из тонкой металлической фольги. На рис. 54 приведены экспериментальные кривые внутрипериодной погрешности для датчика с $p=180$, $D=180$ мм, $d=130$ мм, $h_3=0,2$ мм. Кривая I — погрешность без электростатического экрана; II — с экраном толщиной 0,05 мм. Все остальные условия одинаковы. Датчик использовался в режиме фазовращателя с фильтром обратной последовательности. Улучшение точности составляет $\sim 0,4$ "

9. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОБМОТОК. МНОГОСЛОЙНЫЕ ОБМОТКИ

Основными параметрами обмоток являются их активное сопротивление и индуктивность. Сопротивление однофазной обмотки ротора при условии, что просвет между проводниками имеет форму сектора, выражается формулой

$$R_1 = \frac{2p^2\rho}{\pi\epsilon_1\Delta} \ln \frac{D_p}{d_p} \text{ Ом}, \quad (56)$$

где ρ — удельное сопротивление, Ом·см.

Сопротивление фазы вторичной обмотки

$$R_2 = \frac{pq\rho}{\pi\epsilon_2\Delta} \ln \frac{D_c}{d_c}, \quad (57)$$

здесь q — число витков в фазе.

В том случае, если просвет между проводниками имеет постоянную ширину b_p , формулы для сопротивлений имеют следующий вид:

$$R_1 = \frac{2p^2\rho}{\pi\Delta} \ln \frac{\pi D_p - 2b_p p}{\pi d_p - 2b_p p};$$

$$R_2 = \frac{pq\rho}{\pi\Delta} \ln \frac{\pi D_c - 2b_p p}{\pi d_c - 2b_p p}.$$

На рис. 55 даны значения R_1 для различных ξ для медной обмотки при $\epsilon_1=2/3$ и $\Delta=0,05$ мм.

Взаимная индуктивность обмоток

$$M = \frac{E_{\text{фм}}}{\omega I} = 0,22 (D-d) qk_{p1} e^{\frac{-4p(h+\Delta)}{D+d}} 10^{-8} \text{ Г.}$$

Собственную индуктивность получим, приняв в формуле (48) $h+\Delta=0$

$$L = 0,22 (D-d) qk_{p1} 10^{-8} \text{ Г.}$$

При постоянной мощности, выделяемой в первичной обмотке возбуждения, существует оптимальное отношение диаметров обмотки, при котором выходная ЭДС максимальна.

Составим выражение для ЭДС вторичной обмотки в функции отношения диаметров при постоянной мощности, выделяемой в обмотке возбуждения. При условии, что вторичная обмотка перекрывает пер-

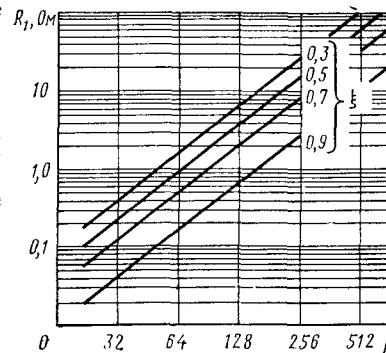


Рис. 55. Зависимость сопротивления обмоток от числа пар полюсов

вичную и просвет между проводниками имеет форму сектора, получим

$$E_2 = (1 - \xi) \ln \sqrt{\frac{1}{\xi}} e^{\frac{-4ph_3}{D(1+\xi)}}. \quad (58)$$

На рис. 56 показаны кривые, которые в относительных единицах для различных значений $H_\xi = \frac{4ph_3}{D}$ представляют функцию (58). Из них следует, что оптимальные значения $d/D = \xi$ лежат в интервале $0,8 > \xi > 0,5$.

Один из путей повышения точности датчика и мощности выходного сигнала состоит в использовании многослойных обмоток. Положим, что вторичная обмотка многослойная и имеет q_c слоев. Обозначив расстояние между слоями через b_c . В соответствии с выражением (48)

$$E_2 \sim e^{-k_h}.$$

При последовательном соединении слоев суммарная ЭДС

$$E_{2\Sigma} \sim e^{-k_h} \sum_{i=0}^{q_c-1} e^{-k_h \alpha_c^i},$$

где

$$\alpha_c = b_c/h_3.$$

Увеличение выходной ЭДС по сравнению с ЭДС однослойной обмотки, имеющей толщину q_c слоев,

$$k_E = \sum_{i=0}^{q_c-1} e^{-k_h \alpha_c^i},$$

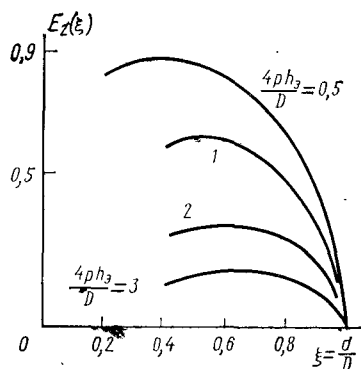


Рис. 56. Зависимость ЭДС от отношения диаметров

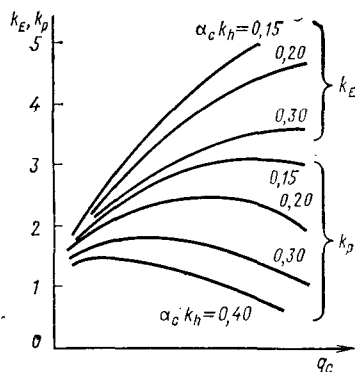


Рис. 57. Сравнительные характеристики многослойных обмоток

а увеличение мощности

$$k_P = \frac{k_E^2}{q_c}.$$

На рис. 57 даны кривые k_E и k_P в функции q_c для некоторых значений $\alpha_c k_h$. Из них следует, что для данного $\alpha_c k_h$ существует оптимальное значение q_c , при котором мощность выходного сигнала максимальна. Однако главный смысл многослойной обмотки состоит не в увеличении выходной мощности датчика, так как многослойная обмотка в любом случае проигрывает по мощности однослойной обмотке, имеющей толщину многослойной — за счет наличия в последней изоляционных прослоек, а в том, что каждый из слоев при прочих равных условиях может быть выполнен с более высокой точностью за счет его меньшей толщины. Увеличение же выходной ЭДС можно получить с помощью обычного трансформатора.

10. ВЫСШИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ГАРМОНИКИ

Форма кривой выходного сигнала в функции перемещения является одной из важнейших характеристик поворотного трансформатора (ПТ). У многополюсных ПТ, каким является индуктосин, на практике в кривой выходного сигнала присутствует, строго говоря, полный сектор пространственных гармоник, начиная с гармоник порядка $v=1$, имеющей период 2π . Низшие гармоники (субгармоники $v/p < 1$), некратные высшие гармоники ($v/p > 1$, нецелое), четные высшие гармоники ($v/p > 1$, четное) обусловлены неточностью выполнения обмоток, неравномерностью зазора и эксцентриситетом обмоток и рассмотрены ниже (гл. III).

В настоящем разделе рассматриваются нечетные высшие гармоники кривой ЭДС.

Для приблизительной оценки амплитуд высших гармоник можно использовать форму выходной ЭДС фазы индуктосина.

При замене p на pn , а k_{p1} на k_{pn} , где n — кратность высшей пространственной гармоники, получим приближенное значение сигнала гармоники порядка n . Формула приближенно справедлива лишь для обмоток с постоянным по всей длине проводника значением отношения ширины проводника к полюсному делению (ϵ) и имеющим малое значение k_h (не более 0,1—0,2).

Обычно же на практике ϵ по длине проводника переменен, а k_h более указанных значений. В результате значение амплитуды электромагнитной индукции высшей гармоники вдоль длины проводника оказывается резко неравномерным.

Для приближения к действительным значениям амплитуд пространственных гармоник воспользуемся следующим допущением. Полагаем, что поле на поверхности цилиндра, концентрического с осью обмотки, определяется функцией плотности тока в сечении обмотки лишь этим цилиндром. Тогда амплитуда гармоники может быть вычислена как интеграл вдоль радиуса. Как показывают еще более точные приближения, такое решение дает результаты, отличающиеся от истинных лишь на доли процента.

Приводим без выкладок формулу для относительной амплитуды гармоники, полученную с учетом указанного выше допущения:

$$a_n = \frac{E_{n\max}}{E_{1\max}} = \frac{64e^{\frac{2H_\xi}{1+\xi}}}{27n^4\Delta'^2(1-\xi)} \int_0^1 \frac{\rho^2 e^{\frac{-nH_\xi}{\rho}}}{e_p(\rho) e_c(\rho)} \times \\ \times \operatorname{sh} \frac{n\Delta'}{\rho} \sin \frac{\pi n e_p(\rho)}{2} \sin \frac{\pi n e_c(\rho)}{2} d\rho, \quad (59)$$

здесь ρ — безразмерный текущий радиус; $\Delta' = \frac{2p\Delta}{D}$; $H_\xi = \frac{2ph_\xi}{D}$.

Указанная формула дает возможность вычислить амплитуды гармоник для различных e_p и e_c , в том числе переменных в функции радиуса. Вычисления, правда, возможны лишь с помощью ЭВМ.

Рассмотрим основные случаи, имеющие место на практике.

1. Просвет между проводниками имеет форму сектора

$$e_p = 2/3; \quad e_c = 2/5.$$

В этом идеальном случае исключаются все гармоники, кратные 3 и 5; гармоники более высоких порядков (7, 11 и 13) имеют пренебрежимо малые значения.

На практике e_p и e_c , естественно, точно не выдерживаются. На графике рис. 58 указано отношение отклонения e_p от $2/3$ к погрешности δ_3 от третьей гармоники, вызванной этим отклонением, в функции H_ξ при $\xi=0,7$ и $\Delta'=0,2$ и для малых Δe_p . В зоне реальных значений ξ и Δ' указанное отклонение слабо зависит от этих параметров и кривой можно пользоваться для любых ξ и Δ' .

Обе величины (δ_3 и Δe) в отношении $\frac{\Delta e}{\delta_3}$ даны в электрических радианах.

Кривой удобно пользоваться при назначении допуска на e . Допустим, требуется обеспечить погрешность от третьей гармоники на уровне $0,3''$ у датчика с $p=180$; $D=150$ мм; $h_\xi=0,2$ мм. Имеем $H_\xi = \frac{2ph_\xi}{D} = 0,48$; $\frac{\Delta e}{\delta_3} = 32$; значит, Δe не должно быть более $10''$.

Отметим, что полученный допуск является допуском на номинал e ; иными словами, e может быть в пределах $40' \pm 10''$, но должно быть для всех проводников одинаковым. Допустимый разброс e определяется в гл. III.

2. $e_p=e_c=2/3$. В связи с тем, что наибольшую роль в искажении кривых играет третья гармоника, в некоторых случаях целесообразно исключить ее на обеих обмотках.

При этом амплитуда пятой гармоники и погрешность от нее в функции H_ξ имеет вид, показанный на рис. 59. Из графика сле-

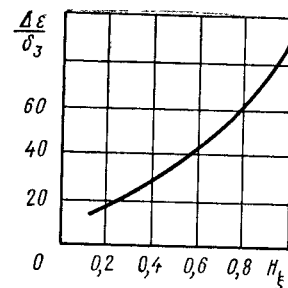


Рис. 58. К определению погрешности от третьей пространственной гармоники

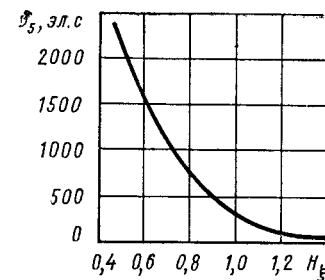


Рис. 59. Погрешность от пятой пространственной гармоники при $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \frac{2}{3}$

дует, что указанный вариант может быть рекомендован лишь для датчиков с $H_\xi > 1,2$.

Необходимо заметить, что выполнение обмоток с постоянным по длине проводника значением e довольно сложно. Это объясняется тем, что при сколько-нибудь значительной толщине обмоток происходит подтравливание проводника и для обеспечения постоянного e в обмотке конфигурация исходного позитива должна учитывать это. Кроме того, поскольку исходные позитивы выполняются резцом конечной ширины, оформление левых и правых радиальных кромок связано с переналадкой разметочного устройства, что не может не отражаться на точности выполнения обмоток. Поэтому практический интерес представляют обмотки с переменным e .

3. Обмотка выполняется резцом конечной ширины; средняя линия штриха проходит через центр обмотки.

Назовем относительной шириной резца t_p отношение

$$t_p = \frac{b_p}{\tau_{\max}} = \frac{2b_{pp}}{\pi D}, \quad (60)$$

где b_p — ширина резца в см.

Если угол между осевыми линиями штрихов, оформляющих правую и левую кромки соседних проводников, обозначить через α_p , то значение e в функции ρ можно выразить как

$$e(\rho) = 1 - \alpha'_p - \frac{t_p}{s},$$

где $\alpha'_p = \frac{\alpha_p}{\pi}$.

Подставив $e(\rho)$ в формулу (59), можно вычислить значение α'_p , обеспечивающее минимум искажений от третьей гармоники. Результаты расчетов для некоторых значений t_p и H_ξ даны в табл. 6. $\alpha_{p \min'}$ — это α'_p , соответствующее минимуму третьей гармоники.

Таблица 6
Требования к параметрам, обеспечивающие минимум искажений от третьей гармоники

H_{ξ}	0,4			0,6		
t_p	0,12	0,16	0,2	0,12	0,16	0,2
α'_{pmin}	0,097	0,145	0,192	0,099	0,146	0,193
H_{ξ}	0,8			1,0		
t_p	0,12	0,16	0,2	0,12	0,16	0,2
α'_{pmin}	0,101	0,147	0,193	0,102	0,148	0,193

4. Просвет между проводниками имеет постоянную величину. Такие обмотки наиболее просты в выполнении; расширение просвета на обмотке после травления по сравнению с фототаблом легко поддается учету.

Если воспользоваться обозначением (60), то $\varepsilon(\rho)$ может быть выражено как

$$\varepsilon(\rho) = 1 - \frac{t_p}{\rho}.$$

Оказывается, что для данного $\frac{2\rho h_2}{D}$ и каждой гармоники может быть подобрана такая пара t_{p1} и t_{p2} , что гармоника эта будет равна нулю.

На рис. 60 показано семейство кривых $\delta_3 = f(t_{p1}, t_{p2})$ (размах погрешности от третьей гармоники выражен в электрических секундах).

На рис. 61 показана кривая, представляющая собой геометрическое место t_{p1} и t_{p2} , при которых третья гармоника близка к нулю. Все кривые даны для $\xi=0,7$ и $k_{p3}=1$.

Из кривых (рис. 60) следует, что для получения высокой точности датчика допуск на t_{p1} и t_{p2} должен быть достаточно жестким. Так, для того чтобы погрешность от третьей гармоники не превосходила 100 э.с., t_{p1} и t_{p2} не должны, например, при $H_{\xi}=0,75$ отличаться от расчетных значений более чем на 0,006.

5. При выполнении обмотки на проводящих покрытиях относительно большой толщины ($\Delta > 25 \div 30$ мкм) сечение проводника, как правило, имеет вид симметричной трапеции, причем боковые ее стороны не являются прямыми. При этом нарушаются условия

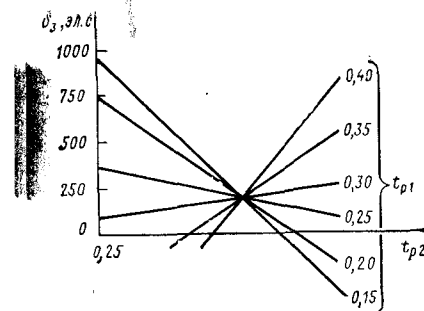


Рис. 60. Погрешность от третьей гармоники при просвете равной ширины между проводниками

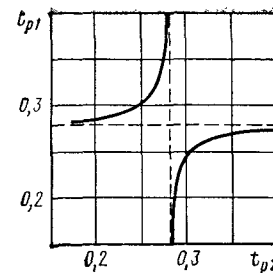


Рис. 61. Зависимость между t_{p1} и t_{p2} , обеспечивающих равенство нулю третьей пространственной гармоники

подавления гармоник. Для датчиков, рассчитываемых на высокие точности, подтравливание боковых сторон проводника должно учитываться. Расчет влияния формы проводника на содержание гармоник можно провести, используя формулу (59); путем дополнительного двукратного интегрирования по H .

Влияние трапецеидальности сечения проводника на форму кривой выходного сигнала можно существенно ослабить, если все ранее полученные условия для ε и t_p выдерживать на среднем по высоте уровне сечения проводника.

У секторных обмоток, в принципе, имеется еще одна возможность улучшения формы выходного сигнала — путем сдвига секторов друг относительно друга на соответствующие углы. Однако, как показывает практика, в этом случае датчик приобретает повышенную чувствительность к неплоскостности токоведущих слоев. Дело в том, что в спектре функции неплоскостности гармоники низких номеров имеют относительно большие амплитуды, а при наличии сдвигов секторов создаются условия для восприятия выходной обмоткой нечетных гармоник поля, обусловленных длиннопериодными гармониками неплоскостности, поэтому сдвиг секторов не может быть рекомендован.

Итак, наиболее рациональными мерами обеспечения высокой синусоидальности кривых для датчиков с секторными обмотками следует считать:

а) для датчиков с $H=0,7 \div 1,0$ выбор t_{p1} и t_{p2} , обеспечивающих уничтожение третьей гармоники, при одновременном использовании распределенной статорной обмотки с $k_{p3}=0$. Уничтожать пятую гармонику в этом случае нет необходимости, так как погрешность от ее наличия в поле не будет превосходить 0,2—0,3”;

б) для обмоток с $H < 0,7$ выполнение просвета между проводниками в форме, близкой к сектору (при этом ширина реза должна быть по возможности минимальной и не более 0,15—0,20 полюсного деления на максимальном диаметре, а значения ε_p и ε_s должны быть равными 2/3 и 4/5 на среднем диаметре обмоток) при одновременном использовании на статоре распределенной статорной обмотки с $k_{p3}=0$.

Для датчиков с бессекторными обмотками нет возможности создать распределенную обмотку, поэтому для улучшения формы кривой ЭДС можно рекомендовать лишь выдерживание необходимых соотношений между шириной проводника и полюсным делением. Модуляция шага с периодом $2\pi/k$ ($k > 2$) в бессекторной обмотке позволяет заметно улучшить форму кривых выходных ЭДС, однако в этом случае в однослойных обмотках обмоточные коэффициенты для некоторых гармоник, некратных рабочей гармонике, становятся отличными от нуля и в значительной мере теряются достоинства бессекторных обмоток (нечувствительность к малым погрешностям выполнения обмоток по углу и неплоскостности средних плоскостей токопроводящих слоев). В многослойных бессекторных обмотках улучшить форму выходных ЭДС можно, применяя угловые сдвиги между слоями, относящимися к одной и той же фазе; однако это можно делать лишь в одной из обмоток — роторной или статорной, чтобы избежать появления четных пространственных гармоник.

Заслуживает упоминания также и еще одна возможность улучшения формы выходных ЭДС — модуляция шага обмотки в каждом слое по периодической функции таким образом, чтобы фазы модуляции в первом и втором слоях отличались на 180° . Амплитуды модуляции в слоях могут быть разными. Варьируя соотношение амплитуд и форму функции модуляции, можно добиться высокой синусоидальности выходных ЭДС при сохранении достаточно высоких значений коэффициентов интегрального эффекта. Однако указанный вариант обмоток требует теоретической и экспериментальной проверки.

Одной из эффективных мер по улучшению формы кривых ЭДС является скос проводников одной из обмоток по отношению к другой, что широко используется в электрических микромашинах. Наконец, если кромки проводников одной или обеих обмоток представляют собой кривые, форма этих кривых может быть подобрана так, что уничтожается одновременно ряд гармоник. Однако решение такой задачи представляет лишь теоретический интерес, так как указанных выше мер достаточно для обеспечения погрешности датчика от высших гармоник на уровне долей секунды.

ГЛАВА III.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ КРУГОВОГО ИНДУКТОСИНА

11. ИСТОЧНИКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Технологические погрешности составляют главную часть погрешностей измерения угла с помощью индуктосина. В зависимости от схемы преобразования удельный вес технологических погрешностей может составлять до 90% от общей погрешности.

Можно выделить три основных источника погрешности.

1. Погрешности монтажа выражаются в том, что геометрические оси обмоток не совпадают с осью вращения, а плоскости обмоток перпендикулярны оси вращения. Это приводит к радиальным эксцентриситетам обмоток и неравномерности зазора.

В погрешности монтажа входит также неточность установки зазора или его изменение в процессе эксплуатации. У некоторых типов обмоток возникают погрешности измерения.

2. Неплоскостность токопроводящих слоев ротора и статора; обусловлена неплоскостностью несущих оснований и разнотолщиной токопроводящих слоев.

3. Неточность выполнения обмоток по углу обусловлена случайными и систематическими погрешностями делительных и разметочных устройств, используемых при выполнении негативов обмоток и случайными погрешностями при экспонировании и травлении обмотки.

12. ПОГРЕШНОСТИ МОНТАЖА

В настоящем разделе исследуется влияние отклонения геометрических центров обмоток от оси вращения ротора при наличии неравномерности зазора, вызванном перпендикулярностью плоскостей обмоток оси вращения ротора.

На рис. 62 схематично (радиальные линии обозначают средние линии проводников) показаны роторная и статорная обмотки индуктосина; для ясности графика статорная обмотка (пунктир) показана также однофазной. O_1 , O_2 — геометрические центры роторной и статорной обмоток соответственно; O — центр вращения. Для удобства отсчета продолжения линий OO_1 и OO_2 проходят прямо через центры проводников, относящихся соответственно к ротору и статору; общности рассуждений это не нарушает. Линии AA_1 и BB_1 — следы пересечения плоскостей обмоток с плоскостями, перпендикулярными оси вращения и проходящими через геометрические центры обмоток. Пусть полуокружности, находящиеся справа от линий AA_1 и BB_1 отклонены вглубь чертежа. Радиус окружности O_2 равен полусумме внешнего и внутреннего радиусов ста-

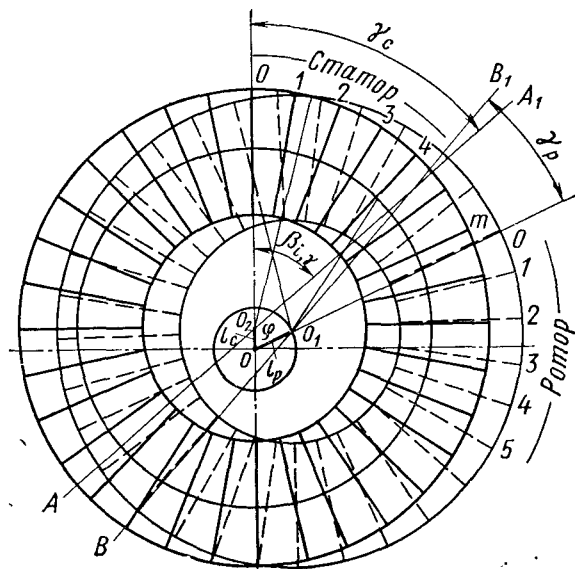


Рис. 62. Эксцентриситет в многополюсной торцевой системе

торной обмотки. За нулевые (по счету) проводники обмоток принимаем проводники, лежащие на продолжениях OO_1 и OO_2 .

Условимся далее ЭДС, индуцируемую в любом проводнике статорной обмотки, определять по угловому положению середины этого проводника по отношению к центру роторной обмотки. Это было бы совершенно строго для обмоток с бесконечно малой длиной проводника (по сравнению со средним радиусом); для реальных обмоток этим допущением мы вносим погрешность 2-го порядка малости. Строго говоря, при наличии перекосов плоскостей оси вращения проекции кругового кольца проводников обмотки возбуждения на плоскость приемной обмотки представляет собой эллиптическое кольцо с неравномерным по углу расположением проекций проводников. При малых перекосах, как показано в работе [17], это вызывает пренебрежимо малую погрешность.

Из рис. 62 следует, что одновременное наличие e_p , e_c , t_p и t_c вносит следующие изменения во взаимное положение проводников ротора и статора:

а) проводники сдвигаются друг относительно друга в радиальном направлении; б) имеет место взаимный угловой скос, переменный по окружности; в) имеет место угловой сдвиг, также переменный по окружности; г) зазор между проводниками (в направлении оси вращения) оказывается переменным по окружности и зависящим как от номера проводника статора, так и от угла поворота ротора.

Первые два фактора приводят к тому, что максимальное значение ЭДС проводника статора несколько уменьшается.

В работе [17] показано, что для реальных значений p , e_p и e_c действием факторов а и б можно пренебречь.

Таким образом, если ЭДС, индуцируемую в проводнике статора, находящемся над проводником ротора, в котором ток течет условно от центра к периферии, принять за e_0 , то тогда ЭДС, индуцируемую в фазе с учетом соединения проводников, можно записать в виде

$$E_\Phi(\varphi) = e_0 \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{2r-1} (-1)^i V[h(\varphi, i, j)] \cos p\theta_{i,j}.$$

Здесь $\theta_{i,j}$ определяет угловое положение проводника номер i сектора номер j статорной обмотки по отношению к нулевому проводнику роторной обмотки. Величина $V[h(\varphi, i, j)]$ определяет относительное изменение ЭДС проводника i, j вследствие переменного зазора. Так как поворот определяется углом φ , а ЭДС углом $\theta_{i,j}$, то необходимо определить зависимость между φ и $\theta_{i,j}$. Для этого рассмотрим четырехугольник O_1OO_2Q , образованный центром вращения, геометрическими центрами обмоток и серединой проводника i, j (рис. 63).

Очевидно, что проводники i, j отстоят от нулевого проводника ротора на угол

$$\beta_{i,j} = \pi \left(\frac{i}{p} + \frac{2j}{N} \right).$$

Проектируя стороны четырехугольника на оси x и y , получим

$$\theta_{i,j} = \varphi - \arctg \frac{R_{cp} \sin \beta_{i,j} - e_p \sin \varphi}{R_{cp} \cos \beta_{i,j} - e_p \cos \varphi + e_c}. \quad (61)$$

Переходя к $\eta \left(\eta_p = \frac{e_p}{R_{cp}}, \eta_c = \frac{e_c}{R_{cp}} \right)$ и упрощая выражение

(61) с точностью до η^2 , получим

$$\theta_{i,j} = \varphi - \beta_{i,j} + [\eta_p \sin \varphi \cos \beta_{i,j} - (\eta_p \cos \varphi - \eta_c) \sin \beta_{i,j}].$$

Выражение в квадратных скобках обозначим $\alpha_{i,j}$ и представим как

$$\alpha_{i,j} = f \sin(\beta_{i,j} + \psi),$$

здесь

$$f = \sqrt{\eta_p^2 + \eta_c^2 - 2\eta_p\eta_c \cos \varphi}; \quad (62)$$

Итак,

$$\psi = \arctg \frac{\eta_p \sin \varphi}{\eta_p \cos \varphi + \eta_c}. \quad (63)$$

$$\theta_{i,j} = \varphi - \beta_{i,j} - f \sin(\beta_{i,j} - \psi).$$

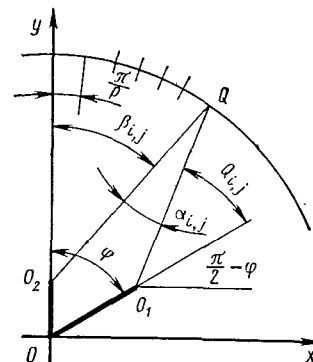


Рис. 63. К определению связи между φ и $\theta_{i,j}$

Обратимся теперь к функции $V=[n(\varphi, i, j)]$, определяющей относительное значение проводниковой ЭДС от измерения зазора.

В гл. II, показано, что выходная ЭДС индуктоина

$$E_{\Phi} \sim \exp\left(-\frac{4ph_3}{D+d}\right),$$

а значит, относительное изменение ЭДС при вариации зазора

$$\delta V = 1 - \exp\left(-\frac{4p\delta h_3}{D+d}\right).$$

Это будет справедливо и для проводниковой ЭДС, если δh по окружности изменяется достаточно плавно. В связи с тем, что δh для практических случаев достаточно мало, в разложении δV по степеням δh можно ограничиться двумя членами.

Тогда

$$V = 1 + \frac{4p\delta h}{D+d}.$$

Остается определить δh для проводника i, j статора. Из рис. 62 и сказанного ранее следует, что

$$\delta h = t_c \sin(\beta_{i,j} - \gamma_c) - t_p \sin(\theta_{i,j} - \gamma_p),$$

где t_c и t_p — перекосы плоскостей статора и ротора, измеренные на среднем диаметре.

Здесь γ_p и γ_c — углы между направлением OO_1 и AA_1 , OO_2 и BB_1 соответственно. Используя ранее принятые обозначения, получим

$$V = 1 + p\kappa_p \sin(\beta_{i,j} - \gamma_c) + p\kappa_c \sin(\theta_{i,j} - \gamma_p).$$

Таким образом, ЭДС фазы может быть представлена как

$$E_{\Phi} = e_0 \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{2r-1} (-1)^i [1 - p\kappa_c \sin(\beta_{i,j} - \gamma_c) + p\kappa_c \sin(\theta_{i,j} - \gamma_p)] \cos p[\varphi - \beta_{i,j} - f \sin(\beta_{i,j} - \psi)],$$

$$\text{где } \kappa_p = \frac{t_p}{R_{cp}}, \quad \kappa_c = \frac{t_c}{R_{cp}}.$$

Суммирование производится без особых затруднений и для $N > 4$ и малых η и κ , значение ЭДС этой фазы описывается следующим приближенным выражением:

$$E_{\Phi} = E_{\Phi m} \{I_0(pf) \cos p\varphi - I_1(pf) [\kappa_c \cos(\gamma_c - \psi) + \kappa_p \cos p(\varphi - \gamma_p - \psi)] \sin p\varphi\},$$

где $J_0(pf)$ и $J_1(pf)$ — функции Бесселя соответственно нулевого и первого порядка; как известно, для малых значений аргумента

$$I_0(pf) \approx 1 - \frac{p^2 f^2}{4}, \quad \text{а } I_1(pf) \approx \frac{1}{2} pf.$$

В идеальном случае $E_{\Phi} = E_{\Phi m} \cos p\varphi$; наличие синусоидальной составляющей искажает функцию ЭДС, модулируя ее по фазе и амплитуде (в функции угла).

Поскольку для нас практический интерес имеет случай малых η и κ , то тогда $J_0(pf)$, будучи близким к единице, существенно больше коэффициента при $\sin p\varphi$ и справедливо следующее приближенное равенство:

$$E_{\Phi} \approx E_{\Phi m} I_0(pf) \cos [p\varphi + \delta(\varphi)];$$

$$\delta(\varphi) = -pI_1(pf) [\kappa_c \cos(\gamma_c - \psi) + \kappa_p \cos(\gamma_p - \varphi + \psi)] \quad (64)$$

(при условии, что $p(\eta_p + \eta_c) \ll 1$).

Если учесть выражения (62) и (63), равенство (64) преобразуется к виду

$$\delta(\varphi) = \frac{p^2}{2} \sqrt{\eta_p^2 \kappa_c^2 + \eta_c^2 \kappa_p^2 + 2\eta_p \eta_c \kappa_p \kappa_c \cos(\gamma_p - \gamma_c)} \times \\ \times \sin(\varphi - \theta_0) + \frac{p^2}{2} (\kappa_p \eta_p \cos \gamma_p - \eta_c \kappa_c \cos \gamma_c). \quad (65)$$

Здесь θ_0 — некоторый постоянный угол, зависящий от η_p , η_c , κ_p , κ_c , γ_p , γ_c .

Таким образом, влияние малых радиальных эксцентриситетов и неперпендикулярностей плоскостей обмоток оси вращения ротора на выходную ЭДС датчика сводится к следующему:

а) при наличии лишь радиальных эксцентриситетов имеет место амплитудная модуляция выходной ЭДС по углу с периодом 2π и глубиной $\eta_p \eta_c p^2$; причем если эксцентриситет есть лишь у одной обмотки, то происходит простое снижение выходной ЭДС на $\frac{p^2 \eta^2}{4}$

относительных единиц, и амплитудная модуляция отсутствует. Фазовая модуляция, определяющая погрешность датчика, в этом случае практически также отсутствует;

б) при наличии радиальных эксцентриситетов и неперпендикулярности плоскостей обмоток датчика оси вращения имеет место как амплитудная модуляция, так и фазовая, причем полный размах погрешности датчика (в электрических радианах)

$$\delta(\varphi) = p^2 \sqrt{\eta_p^2 \kappa_c^2 + \eta_c^2 \kappa_p^2 - 2\eta_p \eta_c \kappa_p \kappa_c \cos(\gamma_p - \gamma_c)}.$$

В том случае, если неточно установлена лишь одна обмотка, то имеет место постоянное снижение выходной ЭДС и постоянный фазовый сдвиг в соответствии с выражением (65).

Отметим, что сказанное справедливо для обмоток со сравнительно большим числом секторов ($N \geq 6-8$) и для малых η так, что

$$\eta_p + \eta_c \leq 1/p.$$

При этих условиях отмеченные изменения в фазных ЭДС практически одинаковы в обеих фазах. При малом числе секторов функции амплитудной и фазовой модуляции для обеих фаз отличаются, что вызывает дополнительную погрешность.

Определим теперь требования к точности установки обмоток датчика для обеспечения нужной точности.

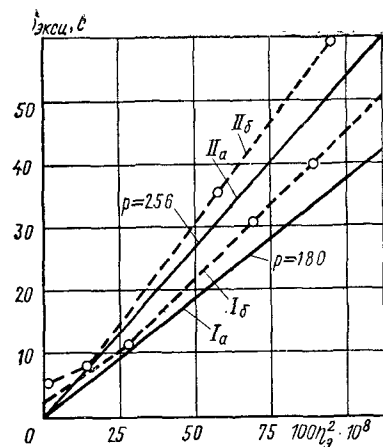


Рис. 64. Погрешность индуктосина от неточности монтажа

Так как γ_p и γ_c — случайные величины, то рассмотрим наиболее неблагоприятный случай:

$$\gamma_p - \gamma_c = \pi.$$

Тогда размах погрешности

$$\delta_{\text{эл max}} = p^2 (\eta_p \kappa_c + \eta_c \kappa_p) \text{ эл. рад.}$$

Для оценки уровня погрешности положим $\eta_p = \eta_c = \eta$ и

$$\kappa_p = \kappa_c = \kappa.$$

Тогда

$$\delta_{\text{эл max}} = 2p^2 \eta \kappa.$$

Для получения истинной, геометрической погрешности, как известно, $\delta_{\text{эл max}}$ необходимо разделить на p :

$$\delta_{\text{геом max}} = 2p \eta \kappa \text{ рад.} \quad (66)$$

Итак, для полностью гарантированного обеспечения точности датчика достаточно выполнить условие

$$\eta \kappa \leq \frac{\delta}{2p}.$$

Переходя к абсолютным величинам и выражая δ в секундах, получим

$$et \leq \frac{0,248 R_{\text{ср}}^2}{p} 10^{-5}. \quad (67)$$

Так, для $p=180$ и $R_{\text{ср}}=36$ мм для получения погрешности от эксцентриситета и торцового биения на уровне 1" (в размахе)

$$et = \frac{0,24 \cdot 1 \cdot 1296}{180} 10^{-5} = 1,7 \cdot 10^{-5} \text{ мм}^2.$$

Отсюда $e=t=0,004$ мм.

На рис. 64 показаны результаты экспериментальной проверки изложенной теории.

Датчики с параметрами $p=256$, $D=112$ мм, $d=68$ мм (кривые Ia и Ib) и $p=180$, $D=112$ мм, $d=68$ мм (кривые IIa и IIb) устанавливались на специальной плите, позволяющей создать фиксированные значения радиальных эксцентриситетов и торцовых биений. Измерялась погрешность «по нулям». Штриховые кривые — экспериментальные; сплошные — расчетные. По оси x отложено значение

$$\eta_p^2 = \sqrt{\eta_p^2 \kappa_c^2 + \eta_c^2 \kappa_p^2 - 2\eta_p \eta_c \kappa_p \kappa_c \cos(\gamma_p - \gamma_c)}.$$

Рассмотрим теперь дополнительную погрешность от эксцентриситета, обусловленную секторностью обмотки.

В связи с тем, что фазы секторной обмотки имеют пространственный сдвиг π/N , фазовая и амплитудная пространственные модуляции сигнала также имеют соответствующий фазовый сдвиг. Это приводит к переменному неравенству амплитуд сигналов фаз и переменной неортогональности функций взаимной индукции. Поэтому сигналы фаз могут быть представлены в следующей приближенной форме:

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi 1} &= E_{\phi m} (1 - m_a \cos \varphi) \sin \{p [\varphi + m_{\phi} \sin (\varphi + \psi)]\}; \\ E_{\phi 2} &= E_{\phi m} \left[1 - m_a \cos \left(\varphi + \frac{\pi}{4} \right) \right] \times \\ &\times \cos \left\{ p \left[\varphi + m_{\phi} \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{4} + \psi \right) \right] \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (68)$$

где m_a и m_{ϕ} — индексы амплитудной и фазовой модуляции.

Можно показать, что при таком искажении сигналов фаз погрешность измерения угла будет иметь вид

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{m_a}{p} \sin \frac{\pi}{2N} \sin \varphi \cdot \sin 2p\varphi + m_{\phi} \sin \frac{\pi}{2N} \sin (\varphi + \psi) \cos 2p\varphi + \\ &+ 2m_{\phi} \sin (\varphi + \psi) \cos \frac{\pi}{N}. \end{aligned} \quad (69)$$

Здесь φ в функциях $\sin \varphi$ и $\sin (\varphi + \psi)$ дан с точностью до постоянного слагаемого.

Первые два слагаемых в выражении (69) представляют собой дополнительную погрешность. Она имеет вид гармоник порядка p , промодулированных по амплитуде с периодом 2π .

Дополнительная погрешность, обусловленная амплитудной модуляцией (размах),

$$\delta_a = p \eta_p \eta_c \sin \frac{\pi}{2N} \text{ геом. рад.} \quad (70)$$

Погрешность от фазовой модуляции

$$\delta_{\phi} = p \sin \frac{\pi}{2N} \sqrt{\eta_p^2 \kappa_c^2 + \eta_c^2 \kappa_p^2 - 2\eta_p \eta_c \kappa_p \kappa_c \cos (\gamma_p - \gamma_c)}. \quad (71)$$

Так, при $\eta_p = \eta_c = \kappa_p = \kappa_c = 5 \cdot 10^{-4}$; $\gamma_p = \gamma_c = \pi$ $p=180$ и $N=8$ $\delta_a = \delta_{\phi} = 3,6''$.

Снизить эту погрешность, как следует из формул (70) и (71), можно, увеличив число секторов в фазе.

Погрешность монтажа является наиболее распространенной технологической погрешностью, особенно для конструкций индуктосина типа раздельной сборки (бескорпусное исполнение). В ряде случаев избежать эксцентриситета и перекоса осей невозможно (переменные механические нагрузки при недостаточной жесткости валов и опор). В этих случаях обычная торцовая система может оказаться неприменимой.

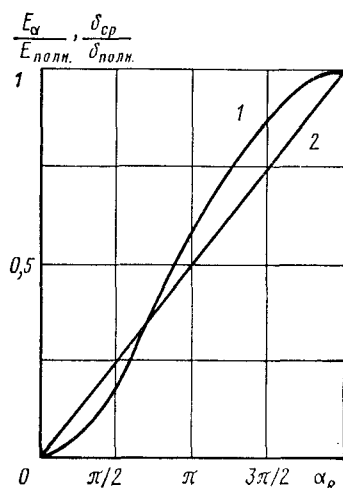


Рис. 65. Чувствительность разделенной торцевой системы к погрешностям монтажа

Можно показать, что если сектор занимает угол α_R , то погрешность результата после осреднения выражается следующей формулой:

$$\delta_{\text{ср}} = \delta_{\text{полн}} \left(1 - \frac{4}{\alpha_R^2} \sin^2 \frac{\alpha_R}{2} \right), \quad (72)$$

где $\delta_{\text{полн}}$ — погрешность монтажа обычной системы, занимающей полный круг.

На рис. 65 показана кривая отношения погрешности разделенной торцевой системы к погрешности обычной системы $\delta_{\text{ср}}/\delta_{\text{полн}}$ (кривая 1). Прямая 2 характеризует снижение сигнала. Так, при выборе $\alpha_R = \frac{\pi}{4}$ чувствительность к погрешностям монтажа снижается более чем в 20 раз.

При построении преобразователя угол — код на основе такого датчика можно использовать коммутацию сигналов секторов и последовательную обработку сигнала, либо для сокращения времени преобразования — удвоение преобразователя.

Наиболее простой оказывается реализация измерительной следящей системы. В линию связи датчик — приемник устанавливаются коммутаторы сигналов фаз. Если частота коммутации будет намного выше частоты сигнала индуктосина, то не возникает необходимости изменять что-либо в усилителе рассогласования (кроме коэффициента усиления).

Можно предложить два пути обеспечения высокой точности измерения угла при наличии даже значительных погрешностей монтажа. Первый из них состоит в использовании так называемой разделенной торцевой системы [27]. Учитывая, что фазовая модуляция в двух диаметрально расположенных витках имеет противоположные знаки и проводя измерение угла отдельно для каждого витка, а полученные результаты осредняя, получим, что погрешность эксцентриситета практически полностью исключается.

В этом случае амплитудная модуляция уже не может влиять на результат. Практически для обеспечения приемлемого уровня сигнала приходится брать не единственный виток, а группу витков. (Каждая такая группа должна представлять собой многофазную систему). При этом эффект компенсации погрешности эксцентриситета ослабляется.

На рис. 66 показаны результаты эксперимента с заведомо завышенными погрешностями монтажа. Кривая I — погрешность неразделенной системы; кривая II — результирующая (осредненная) погрешность системы, разделенной на два сектора по 180° . Снижение погрешности монтажа разделенной системы составило $\sim 54\%$ (расчетное значение $\sim 40\%$).

Недостатком разделенной торцевой системы, помимо усложнения схемы преобразования сигнала, является также снижение выходного сигнала. Этот недостаток можно устранить, используя многослойную обмотку в секторах. Отметим, что в этом случае можно не налагать жестких требований на эксцентриситет слоев друг по отношению к другу и к центру вращения, так как компенсируется влияние не только привнесенного монтажом эксцентриситета, но и начальных его значений (обусловленных технологическими погрешностями при изготовлении).

При уменьшении центрального угла α_R секторов хотя и снижается чувствительность к эксцентриситетам и перекосам, но уменьшается интегральный эффект и возрастают погрешности, обусловленные неточностью выполнения обмотки возбуждения, поэтому, хотя число независимых секторов, на которые делится полная торцевая система прямо и не влияет на точность измерения угла, наилучшим решением, обеспечивающим максимальную точность, было бы такое, когда $q_R \alpha_R = 2\pi$ (q_R — число секторов). При этом коэффициент интегрального эффекта будет максимально возможным.

Заметим, что при использовании разделенной системы имеется возможность получать информацию не только об угле поворота, но и о эксцентриситете обмоток и, таким образом, осуществлять контроль за состоянием подшипниковых узлов и цапф основного изделия. Для этого необходимо дополнительно вычислять полуразности показаний с диаметрально расположенных секторов.

Вторым решением, позволяющим существенно ослабить влияние погрешностей монтажа, является использование барабанной конструкции индуктосина. В этом случае печатные обмотки выпол-

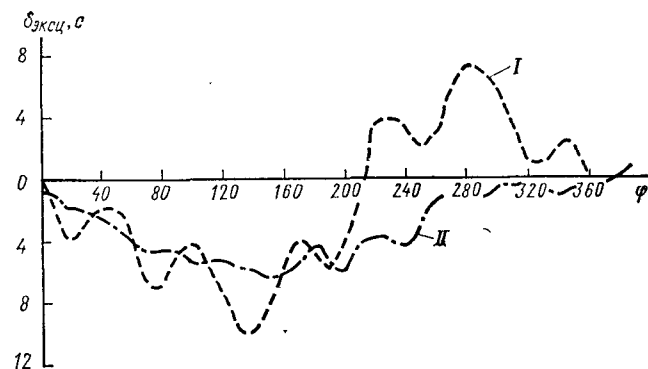


Рис. 66. Экспериментальные кривые длиннопериодной погрешности разделенной торцевой системы

няются на поверхности коаксиальных цилиндров. Можно показать, что для барабанной конструкции перекос осей несущих обмотки цилиндров с осью вращения и радиальные эксцентриситеты в первом приближении вызывают лишь амплитудную модуляцию выходных сигналов. При этом должно быть обеспечено лишь условие постоянства взаимодействующих участков обмоток, т.е. необходимо, чтобы осевая длина одной из обмоток была на 1—2 мм больше второй и полностью ее перекрывала.

Выходной сигнал, так же как и для торцевой конструкции, может быть представлен выражением (68) при $m_\phi = 0$. Так же как и для торцевой системы, эта модуляция вызывает погрешность, определяемую формулой (69) при $m_\phi = 0$. Увеличением числа секторов ее можно довести до требуемого уровня.

13. ПОГРЕШНОСТИ УГЛОВЫХ РАЗМЕРОВ ОБМОТОК. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ЭФФЕКТ

Погрешности угловых размеров обмоток выражаются в несоответствии угловой ширины проводника и положения его средней линии расчетным значениям.

Эти погрешности могут возникнуть из-за:

а) систематических и случайных погрешностей разметочных устройств; б) случайных погрешностей, обусловленных неплоскостностью поверхности и связанной с этим подсветкой при экспонировании обмотки с негатива; в) случайных погрешностей неравномерности травления позитива, негатива и обмотки; г) разнотолщинности токопроводящего покрытия.

Погрешности, обусловленные первой причиной, как правило, малы. Обычно позитивы выполняются на высокоточных делительных машинах, инструментальная погрешность которых не превосходит 2—3 угл. с.

Наибольший удельный вес имеют погрешности, обусловленные подсветкой при экспонировании и неравномерностью травления, носящие случайный характер. Разброс значений от номиналов, по данным работы [1], может достигать десятков секунд.

На рис. 85, а показана кривая распределения погрешностей ширины при травлении медной фольги толщиной 50 мкм [1]; на рис. 85, б — кривая распределения погрешности положений средних линий проводников. Законы распределения близки к нормальному. Представляет практический интерес выяснить, каким образом указанные погрешности влияют на конечную точность датчика как в качественном, так и в количественном отношении.

Погрешность в выполнении ширины проводников можно разделить на две составляющих: постоянную, определяемую как среднюю арифметическая погрешность по всем проводникам, и случайную, равную отклонению от среднего.

Механизм возникновения погрешностей измерительной системы при неточно выполненных элементах ее модулирующей и приемной систем можно представить себе следующим образом. При точно выполненной модулирующей системе в спектральном составе функции возбуждения (функция индукции в зазоре для индукционных датчиков, функция освещенности за растром для оптических растровых датчиков и т.п.) имеются лишь высшие кратные гармоники порядка pn (p — коэффициент электрической редукции, $n=1, 3, 5...$)

и даже если приемная система выполнена неточно по углу, правильно спроектированный датчик не приобретает погрешности. Если же модулирующая система выполнена неточно, то о периодичности функции возбуждения можно говорить лишь применительно к периоду 2π и в спектре этой функции возникает в общем случае полный набор гармоник $v=1, 2, 3, ..., p-1, p, p+1, ..., \infty$. Часть этих гармоник ($v > p$) является некратными высшими гармониками, другая часть ($v < p$) — субгармониками.

Если приемная система подобна системе возбуждения и выполнена точно, то субгармоники и некратные высшие гармоники такой системы восприняты быть не могут, будучи ортогональными с функцией приемной системы на периоде 2π . Если же элементы приемной системы выполнены неточно, либо приемная система не представляет собой сплошного кольцевого растра с равным шагом между элементами, то в общем случае указанные гармоники будут восприняты, и в функции выходного сигнала по перемещению появится паразитный сигнал вида

$$\Delta(\varphi) = \sum_{v=1, v \neq pn}^{\infty} \Lambda_{vs} \sin v\varphi + \Lambda_{vc} \cos v\varphi. \quad (73)$$

Таким образом, удобной моделью неточно выполненной измерительной системы с электрической редукцией может служить система, состоящая из генератора сигнала с шумом, имеющим дискретный случайный спектр, и двух последовательно соединенных фильтров, на которые этот сигнал поступает. Первый из фильтров имеет неслучайную частотную характеристику. В нашем случае — это воздушный зазор, через который пространственные гармоники различных номеров передаются неодинаково — в соответствии с оператором дифференциального уравнения, описывающего процессы в зазоре.

Второй фильтр — приемная система — также имеет дискретную, и в общем случае, случайную частотную характеристику. При прохождении через такую систему фильтров преобразуется как шум, так и полезный сигнал. Относительное значение шума на выходе и определит погрешность датчика.

Итак, каждая из величин Λ_{vs} и Λ_{vc} в уравнении (73), которые в дальнейшем будем считать относительными (по отношению к амплитуде рабочей гармоники), может быть представлена в виде произведения трех величин:

$$\Lambda_{vs} = \lambda_{vs} \lambda'_{vs} H_v; \quad (74)$$

$$\Lambda_{vc} = \lambda_{vc} \lambda'_{vc} H_v,$$

где $\lambda_{vs}, \lambda_{vc}$ — случайные составляющие относительной амплитуды гармоники порядка v в функции модулирующей системы; λ'_{vs} и λ'_{vc} — то же, для приемной системы; H_v — неслучайное относительное значение частотной характеристики зазора.

Если функция (73) — стационарная случайная функция, то тогда ее дисперсия постоянна и равна [13]

$$D_\Delta = \sum_{v=1; v \neq pn} D_v,$$

где D_v — дисперсия относительной амплитуды гармоники порядка v .

Тогда для малых D_v средняя квадратическая погрешность измерения угла, выраженная в электрических радианах (размах),

$$\sigma_{\text{дел}} = 2\sqrt{D_\lambda} = 2\sigma_\lambda,$$

а абсолютная погрешность (в p раз меньше)

$$\sigma_\delta = \frac{2}{p} \sigma_\lambda.$$

Введем понятие коэффициента интегрального эффекта χ и определим его как отношение средней квадратической погрешности выполнения элементов многополюсной системы к средней квадратической погрешности измерения угла, обусловленной этой погрешностью. Тогда, если первую величину обозначить через σ , то

$$\chi = \frac{\sigma}{\sigma_\delta} = \frac{p\sigma}{2\sigma_\lambda}.$$

Подробный расчет коэффициентов интегрального эффекта кругового индуктосина приведен в работе [17].

Введено два коэффициента: по вариации ширины проводников χ_ϵ и по отклонению их средних линий от расчетных положений χ_γ . Для сопряжения бессекторных обмоток χ_ϵ и χ_γ даются формулы

$$\begin{aligned} \chi_\epsilon &= \sqrt{\frac{p}{m}} \frac{S_\epsilon}{\sigma'_\epsilon}; \\ \chi_\gamma &= \sqrt{\frac{p}{m}} \frac{S_\gamma}{\sigma'_\gamma}, \end{aligned} \quad (75)$$

где σ'_ϵ и σ'_γ — относительные (по отношению к полюсному делению) средние квадратические значения погрешности ширины и погрешности положения средней линии проводников; S_ϵ и S_γ — функции, при σ'_ϵ и σ'_γ меньших 0,05, зависящие только от k_h и приведенные на рис. 67; m — число фаз обмотки.

Различный характер функций S_ϵ и S_γ объясняется различным спектральным составом погрешностей, обусловленных вариацией ширины и вариацией средней линии проводника. На рис. 68 приведены огибающие значений $\frac{1}{\sigma'} \sqrt{D[\lambda]}$ для $\epsilon=2/3$. Из них следует,

что при вариации ширины подавляющий удельный вес имеют высшие нечетные гармоники; с увеличением k_h их затухание приводит к увеличению S_ϵ и лишь при очень больших k_h удельный вес субгармоник возрастает за счет уменьшения рабочего сигнала. При вариации положения средней линии удельный вес субгармоник достаточно велик уже при малых k_h ; с увеличением k_h снижение S_γ проходит при меньших k_h , чем для S_ϵ (верхняя кривая).

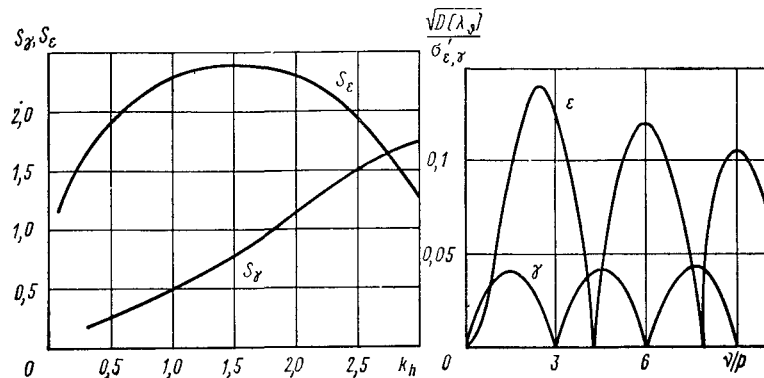


Рис. 67. Функции S_γ и S_ϵ для Рис. 68. Средние квадратические значения амплитуд паразитных гармоник

Для сопряжения бессекторной и секторной двухфазной обмотки выражения для χ_γ и χ_ϵ даются формулами

$$\chi_\gamma = \sqrt{p} S_{\gamma \text{ сект}}; \quad \chi_\epsilon = \sqrt{p} S_{\epsilon \text{ сект}}. \quad (76)$$

Зависимости $S_{\gamma \text{ сект}}$ и $S_{\epsilon \text{ сект}}$ приведены на рис. 69, где параметр $S=2p/N$.

Сравнивая выражения (75) и (76), видим, что по чувствительности к неточности выполнения сопряжения двух бессекторных обмоток принципиально отличается от сопряжения бессекторной и

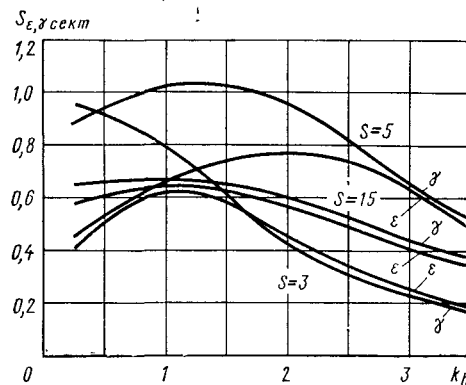


Рис. 69. Функции $S_{\gamma \text{ сект}}$ и $S_{\epsilon \text{ сект}}$ для секторных обмоток

секторной обмотки: в первом случае значения χ зависят от точности выполнения, и поэтому могут быть на 2—3 порядка выше, чем во втором. Физически это объясняется тем, что в неточно выполненной бессекторной обмотке математические ожидания составляющих паразитных гармоник ($\lambda_{vc} = \lambda'_{vc}$ и $\lambda_{vc} = \lambda'_{vc}$) равны нулю, а дисперсии их весьма малы. В секторной же обмотке обмоточные коэффициенты (λ'_{vs} и λ'_{vc}) для гармоник вида $(2k-1)N/2$ не равны нулю, а для гармоник порядка $p \pm N$ могут даже превосходить обмоточный коэффициент для рабочей гармоники.

Выражение для относительного обмоточного коэффициента гармоники порядка $\nu_k = \frac{N}{2}(2k-1)$ имеет вид [17]

$$\lambda'_{\nu_k} = \frac{S \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{S}{S \pm 1}\right) \sin\left(\frac{\pi e}{2} \frac{2k-1}{S}\right)}{(2k-1) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{S \pm 1}\right) \sin \frac{\pi e}{2}}. \quad (77)$$

Здесь $S=2p/N$, знак определяется как $\text{sign}[(-1)^{e(p/N)}]$.

На рис. 70 представлены обмоточные коэффициенты λ_{ν} для двух вариантов идеально выполненной секторной обмотки с $N=24$ и $N=40$. Для точно выполненной секторной обмотки в общем случае будут не равны нулю значения λ'_{ν} и для остальных гармоник, однако, для реальных значений σ'_e и σ'_{ν} их относительные средние квадратические значения будут несомненно малы со значениями λ'_{ν} для гармоник порядка $\frac{N}{2}(2k-1)$, поэтому их вкладом в общую дисперсию шума можно пренебречь.

Приводим таблицу значений χ_{ν} , χ_e (табл. 7) и ожидаемых погрешностей для некоторых вариантов приемных обмоток для датчика с $p=180$, $D=100$ мм; $d=60$ мм; $h_3=0,2$ мм и $\sigma_e = \sigma_{\nu} = 0,0002(40'')$.

Как следует из диаграмм обмоточных коэффициентов (рис. 70), особенно резко в выходном сигнале должна выделяться гармоника порядка $p+N$ (или $p-N$ в зависимости от $\text{sign}(-1)^{e(p/N)}$).

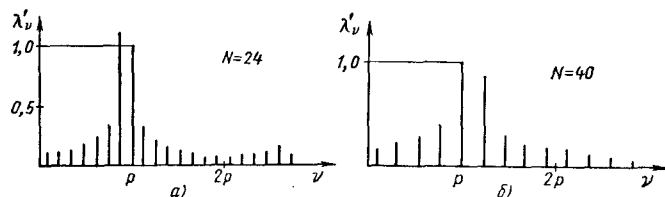


Рис. 70. Относительные обмоточные коэффициенты секторной обмотки

Таблица 7

Коэффициенты интегрального эффекта и погрешности индуктосинов с бессекторными и секторными обмотками

Показатели точности	Вид обмоток					
	Бессекторная двухфазная	Секторная				
		$N=8$	$N=24$	$N=40$	$N=72$	$N=120$
χ_{γ}	1000	11,4	8,4	11,0	13,4	11,5
χ_e	210	8,3	8,0	7,5	8,2	8,0
$\sigma_{\delta_{\gamma}}$	0,018"	1,8"	2,4"	1,8"	1,5"	1,8"
σ_{δ_e}	0,1"	2,4"	2,5"	2,7"	2,4"	2,5"

Примечание. В двух нижних строках таблицы приведены математические ожидания погрешности измерения угла (для бессекторной—средние квадратические значения).

Для двухфазного датчика фазовый сдвиг для этой гармоники таков, что она имеет обратную последовательность следования фаз и выходные сигналы фаз датчика приобретают следующий приближенный вид:

$$E_{\phi 1} = E_{\phi m} \{ \sin p\varphi + M[\Lambda_{p \pm N}] \sin(p \pm N)\varphi \};$$

$$E_{\phi 2} = E_{\phi m} \{ \cos p\varphi - M[\Lambda_{p \pm N}] \cos(p \pm N)\varphi \},$$

где $M[\Lambda_{p \pm N}]$ —математическое ожидание относительной амплитуды паразитной гармоники порядка $p \pm N$. Можно показать, что погрешность измерения угла при таком искажении сигналов фаз имеет вид

$$\delta(\varphi) = \frac{M[\Lambda_{p \pm N}]}{p} (\sin 2p\varphi \sin N\varphi \pm \cos 2p\varphi \cos N\varphi). \quad (78)$$

На рис. 71 показаны кривые составляющих погрешности индуктосина с $p=180$ и $N=8$ (кривые I), $N=24$ (кривые II).

По оси x отложен номер периода; по оси y —амплитуды составляющих второй внутрипериодной гармоники погрешности. Кривые a —синусная составляющая δ_{2s} ; b —косинусная δ_{2c} . Кривые III представляют собой аналогичные характеристики семидюймового индуктосина фирмы Фарранд Контролс. По размаху огибающих можно судить о точности выполнения обмоток. Кривые построены выходным устройством ЭВМ «Раздан» после обработки ЭВМ перфоленты с полуавтоматического измерительного стенда на основе делительной машины ТКФ-1000. Стенд описан в гл. IV.

Таким образом, неточность выполнения обмотки возбуждения является серьезным препятствием на пути создания датчиков с однослойными секторными обмотками на точности порядка 1—2'', так как коэффициенты интегрального эффекта для таких обмоток относительно невелики—они составляют всего 8—12.

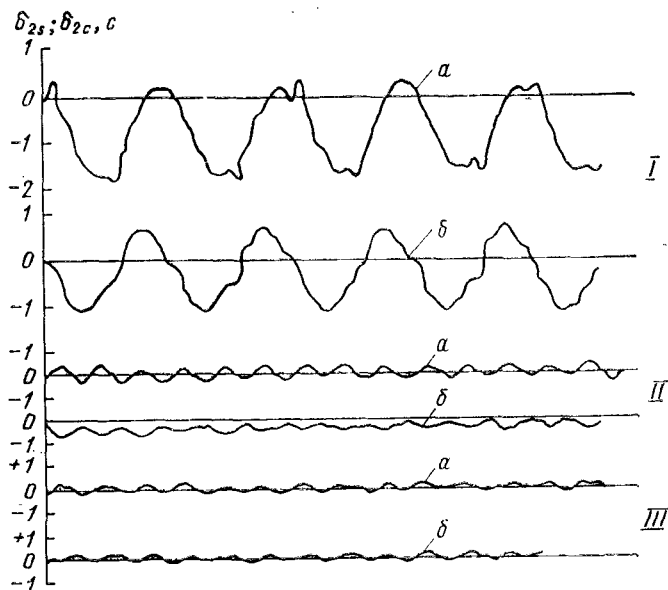


Рис. 71. Амплитуды составляющих погрешностей вида $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$

14. ПОГРЕШНОСТИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ НЕПЛОСКОСТЬЮ ТОКОПРОВОДЯЩИХ СЛОЕВ

Точное решение задачи о влиянии неплоскостности токопроводящих слоев обмоток на точность датчика представляет значительные математические трудности. Поскольку обычно на практике функция неплоскостности имеет достаточно плавный характер, дадим упрощенный расчет.

Допустим, что ЭДС, индуцируемая в проводнике вторичной обмотки, определяется значением зазора только для этого проводника. Кроме этого, чтобы освободиться от необходимости оперировать с двумерными функциями неплоскостности, введем понятие средневзвешенного значения отклонения средней поверхности проводника от плоскости обмотки с учетом изменения полюсного деления вдоль радиуса и меньшего удельного веса отклонений на меньшем радиусе.

В соответствии с этим средневзвешенное значение отклонения от плоскости, приведенное к среднему радиусу обмотки,

$$\Delta h_{\Sigma} = \frac{2}{D-d} \int_r^R \Delta h(\rho) e^{-\rho h_{\Sigma}} \left(\frac{1}{R_{cp}} - \frac{1}{\rho} \right) d\rho,$$

где R и r — внешний и внутренний радиусы рабочих участков обмотки.

Обозначим функцию Δh_{Σ} для обмотки возбуждения через $\Delta h_{\Sigma \text{в}}$, для приемной — через $\Delta h_{\Sigma \text{п}}$. Угол поворота обмоток друг относительно друга обозначим φ . Угол θ отсчитывается в координатах, связанных с обмотками.

При исследовании влияния неплоскостности на точность датчика выходной сигнал сопряжения двух обмоток удобнее вычислять как интеграл от произведения двух функций — возбуждения и функции приемной системы, нормируя его так, чтобы максимум передаточной функции системы по первой гармонике был равен единице.

Если функцию подвижной системы возбуждения обозначить $\sin p(\varphi + \theta)$, а приемной — через $\sin p\theta$, то нормирующий множитель A определится из уравнения

$$\text{Max}_{\varphi} \left(A \int_0^{2\pi} \sin p(\varphi + \theta) \sin p\theta d\theta \right) = 1,$$

отсюда

$$A = 1/\pi.$$

Введем понятие крутизны сигнала по зазору для гармоники порядка v (гармоника $v=1$ имеет пространственный период 2π) и определим ее по формуле

$$Q_v = \left[\frac{1}{E_{2v_0}} \frac{\partial E_{2v}}{\partial h} \right]_{h=h_0}.$$

Здесь E_{2v_0} — выходной сигнал гармоники порядка v при номинальном зазоре. Учитывая, что

$$E_{2v} \sim e^{\frac{-4vh_{\Sigma}}{D+d}} = e^{-kh^v/p},$$

получим

$$Q_v = -\frac{4v}{D+d}.$$

Физически Q_v представляет собой относительное изменение выходного сигнала гармоники порядка v на единицу изменения зазора.

Тогда относительное значение выходного сигнала сопряжения

$$\begin{aligned} V = & \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ \lambda_v \sin v(\varphi + \theta) \sum_{\mu=1}^{\infty} \lambda'_{\mu} \sin \mu\theta \times \right. \\ & \times \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} Q_k \Delta h_{\Sigma \text{в}k} \sin k(\varphi + \theta + \psi_k) + \right. \\ & \left. \left. + \sum_{l=1}^{\infty} Q_l \Delta h_{\Sigma \text{п}l} \sin l(\theta + \psi_l) \right] e^{-kh(v/p-1)} d\theta, \right. \end{aligned} \quad (79)$$

где λ_v и λ_μ — относительные (по отношению к рабочей гармонике) амплитуды гармоник функций возбуждения и приемной функции; $\Delta h_{эв_k}$ и $\Delta h_{эп_l}$ — амплитуды гармоник в разложении Фурье функций неплоскостности.

Рассмотрим вначале сопряжение идеально выполненных бессекторных обмоток; причем ограничимся лишь гармониками $v=\mu=p$. При этом $\lambda_p=\lambda'_p=1$; все остальные $\lambda=0$. Анализ выражения (79) при таких условиях показывает, что на величину и характер функции $V(\varphi)$ могут влиять лишь гармоники функций $\Delta h_{эв}$ и $\Delta h_{эп}$ порядка $2p$.

На практике неплоскостность имеет более или менее плавный характер и амплитуды гармоник столь высоких номеров пренебрежимо малы, поэтому можно полагать, что при сопряжении бессекторных обмоток неплоскостность практически не влияет на точность датчика. Заметим, что если обмотки выполнены неточно, значения λ_v и λ_μ для относительно малых v и μ не равны нулю, то на точность датчика начинают оказывать влияние гармоники низких номеров в разложениях функций $\Delta h_{эв}$ и $\Delta h_{эп}$.

Рассмотрим теперь сопряжение идеального выполненного бессекторной обмотки возбуждения и секторной двухфазной обмотки. В этом случае λ_μ отличны от нуля не только для $\mu=p$, но и для $\mu = \frac{N}{2} (2k-1)$, $k=1, 2, 3, \dots$. В связи с тем, что наиболее

ярко в спектре λ_μ выделяется гармоника $p \pm N$, ограничимся лишь этой гармоникой (см. диаграммы рис. 70), приняв ее по амплитуде равной единице. Тогда выражение для выходного сигнала приобретает вид

$$V = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin p(\varphi + \theta) \{ \sin p\varphi + \sin(p \pm N)\theta \} \times \\ \times \left\{ 1 + \sum_k Q_k \Delta h_{эв_k} \sin k(\varphi + \theta + \psi_k) + \sum_l Q_l \Delta h_{эп_l} \sin l(\theta + \psi_l) \right\} \times \\ \times d\theta.$$

После интегрирования, отбросив члены, содержащие Δh для $v > p$, получим

$$V_1(\varphi) \approx [1 + \delta_1(\varphi)] \cos p\varphi + \delta_2(\varphi) \sin p\varphi, \quad (80)$$

где

$$\delta_1(\varphi) = \frac{1}{2} [\Delta h_{эп_N} \sin \psi_N + \Delta h_{эв_N} \sin(N\varphi + \psi_N)] Q_{p \pm N} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}};$$

$$\delta_2(\varphi) = \frac{1}{2} [\Delta h_{эп_N} \cos \psi_N + \Delta h_{эв_N} \cos(N\varphi + \psi_N)] Q_{p \pm N} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}}.$$

Поскольку $\delta_1(\varphi)$ и $\delta_2(\varphi)$ малые величины, выражение (80) можно представить в следующей форме:

$$V_1(\varphi) = [1 + \delta_1(\varphi)] \cos [p(\varphi) + \delta_2(\varphi)]. \quad (81)$$

Таким образом, выходной сигнал приобретает амплитудную и фазовую по перемещению модуляцию с периодом $2\pi/N$. Вычислив выражение для сигнала второй фазы, получим

$$V_2(\varphi) = [1 - \delta_1(\varphi)] \sin [p(\varphi) - \delta_2(\varphi)]. \quad (82)$$

Поскольку знаки модуляции в выражениях (81) и (82) противоположны, датчик приобретает только внутришаговую погрешность: возникает в общем случае переменное от периода к периоду неравенство ЭДС фаз и их пространственная неортогональность. При этом если неплоскостность имеет место только у секционированной обмотки, неравенство амплитуд ЭДС и неортогональность постоянны от периода к периоду.

Поскольку неравенство амплитуд вызывает погрешность вида $\sin 2p\varphi$, а неортогональность — вида $\cos 2p\varphi$, то размах погрешности от неплоскостности секционированной обмотки

$$\delta_{непл1} = \frac{1}{p} Q_{p \pm N} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}} \Delta h_{эп_N}.$$

Аналогично для случая неплоскостности обмотки возбуждения

$$\delta_{непл2} = \frac{1}{p} Q_{p \pm N} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}} \Delta h_{эв_N}.$$

Раскрыв значение крутизны $Q_{p \pm N}$, получим

$$\delta_{непл1} = \frac{4(p \pm N)}{p(D+d)} \Delta h_{эп_N} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}}; \quad \delta_{непл2} = \\ = \frac{4(p \pm N) \Delta h_{эв_N}}{p(D+d)} e^{\mp \frac{4Nh_3}{D+d}}. \quad (83)$$

Итак, в датчике с секционированными обмотками неплоскостность влияет на точность весьма сложным образом: датчик чувствителен лишь к гармонике порядка N в разложении Фурье функции среднезвешенной неплоскостности. Это обстоятельство крайне затрудняет назначение допуска на неплоскостность в конструкторской документации.

Учитывая, что нас интересует лишь гармоника порядка N неплоскостности, можно лишь рекомендовать изучать характер неплоскостности при различных способах обработки оснований, несущих обмотки, различных их материалах и различных способах выполнения токопроводящих слоев (напыление, электролитическое нанесение, приклеивание фольги и т. п.).

На рис. 72 даны амплитуды Δh_v гармоник неплоскостности порядка v измеренные на трех диаметрах шлифованного титанового

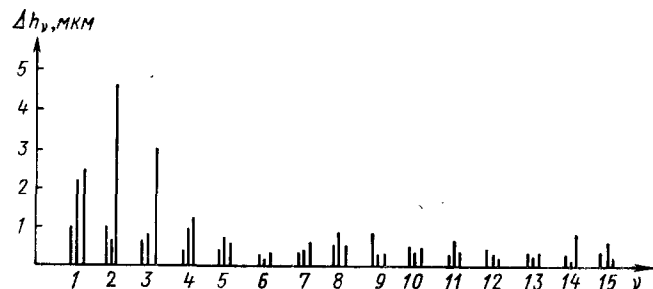


Рис. 72. Амплитуды гармоник неплоскостного шлифованного титанового диска (по трем диаметрам)

диска толщиной 8 мм. Общая неплоскостность диска, измеренная по принятым в метрологии правилам, составляла 27 мкм. 8-я гармоника составляет около 0,9 мкм. Если бы на этот диск были напылены идеально равнотолщинные изоляционные, а затем токопроводящие покрытия, то при выполнении на основе таких дисков кругового индуктосина, например, с $p=180$; $d=60$; $D=100$; $h_a=0,2$ мм, погрешность от неплоскостности была бы не меньше 6".

Как показывает повседневная практика, амплитуды гармоник для большинства процессов в общем случае тем меньше, чем выше номер гармоники; амплитуды гармоник неплоскостности могут возрастать лишь когда их периоды приближаются к периодам микро-неплоскостности, поэтому одной из мер для повышения точности может служить повышение числа секторов.

15. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ КРУГОВОГО ИНДУКТОСИНА С БЕССЕКТОРНЫМИ И МНОГОСЛОЙНЫМИ ОБМОТКАМИ

Как было установлено выше, главным препятствием для создания кругового индуктосина с секторной двухфазной обмоткой на точность 0,5—1" является повышенная чувствительность такого датчика к случайным погрешностям угловых размеров обмотки возбуждения и неплоскостности токопроводящих слоев. Непосредственной причиной этого является близость относительных обмоточных коэффициентов секторной обмотки для некоторых паразитных гармоник к единице.

Идеальной конструкцией обмоток была бы такая, когда каждая фаза многофазной обмотки была бы бессекторной, т. е. состояла бы из $2p$ (или $2p$ групп) проводников, расположенных с шагом π/p , а пространственная симметрия многофазной системы не нарушалась бы при изменении зазора.

Забегая вперед, отметим, что указанные конструкции практически в однослойном варианте невыполнимы, если речь идет о точности на уровне порядка одной секунды. Невыполнимы они и в многослойном исполнении, если датчик предназначен для использования в одном из простых режимов — амплитудном или режиме

измерительного фазовращателя с пульсирующим или вращающимся полем. Поскольку, однако, в ряде случаев имеется возможность увеличения диаметра обмоток до 200—300 мм, целесообразно исследовать возможные варианты бессекторных обмоток, приведенные в п. 1.

В однослойном исполнении очевидным является такой вариант обмоток, когда фазы двухфазной обмотки выполнены в виде двух радиальных concentрично расположенных кольцевых обмоток с различной шириной колец (см. рис. 4), а однофазная обмотка в виде секторной обмотки с нечетным числом проводников в секторе (см. рис. 3). Хотя одна из обмоток и осталась секторной (это необходимо для компенсации ЭДС от периферических токов), тем не менее ее обмоточные коэффициенты для всех гармоник, не кратных рабочей, равны нулю, и в этом смысле она полностью идентична бессекторной обмотке. Однако система, составленная из таких обмоток, обладает существенным недостатком: при изменении зазора от номинального резко нарушается ее пространственная симметрия.

Определим требования к точности установки и стабильности зазора.

Обозначим радиальную длину внешней обмотки через $l_{пр1}$, внутренней — через $l_{пр2}$. Средние диаметры соответственно $D_{ср1}$ и $D_{ср2}$, номинальный зазор через h_a .

Условие симметрии по амплитуде определяется выражением

$$l_{пр1} \exp\left(-\frac{2ph_a}{D_{ср1}}\right) = l_{пр2} \exp\left(-\frac{2ph_a}{D_{ср2}}\right).$$

Отсюда

$$l_{пр2} = l_{пр1} \exp\left[-2ph_a\left(\frac{1}{D_{ср1}} - \frac{1}{D_{ср2}}\right)\right]. \quad (84)$$

Положим, что зазор отклонился от номинального на δh . При этом возникает относительная несимметрия коэффициентов связи

$$\delta M = 1 - \frac{l_{пр1}}{l_{пр2}} \exp\left[-2p(h_a + \delta h)\left(\frac{1}{D_{ср1}} - \frac{1}{D_{ср2}}\right)\right].$$

Учитывая выражение (84), получим

$$\delta M = 1 - \exp\left[-2p\delta h\left(\frac{1}{D_{ср1}} - \frac{1}{D_{ср2}}\right)\right].$$

Размах погрешности при отклонении зазора от номинального на δh

$$\delta \approx \frac{4\delta h (D_{ср1} - D_{ср2})}{D_{ср1} D_{ср2}} \text{ рад.}$$

При $D_{ср1}=80$ мм; $D_{ср2}=70$ мм получим, что для того чтобы погрешность не превысила 1", необходимо обеспечить отклонение зазора от номинала не более 0,12 мкм, что практически нереально. Даже при $D_{ср1}=300$ и $D_{ср2}=290$ допуск расширяется всего лишь до 2 мкм. Итак, недостатком обмотки типа, показанной на рис. 4, является высокая чувствительность к изменению зазора. Этот не-

достаток в существенно меньшей степени присущ двухфазной обмотке, состоящей из трех кольцевых обмоток (см. рис. 5). Первая фаза образована последовательным соединением внешнего и внутреннего колец, а среднее кольцо является второй фазой. Условие симметрии запишется как

$$I_{\text{пр1}} \exp\left(-\frac{2ph_3}{D_{\text{ср1}}}\right) + I_{\text{пр3}} \exp\left(-\frac{2ph_3}{D_{\text{ср3}}}\right) = I_{\text{ср2}} \exp\left(-\frac{2ph_3}{D_{\text{ср2}}}\right).$$

$$\text{Положив } I_1 = I_3 = I_2/2 \text{ и } D_{\text{ср2}} \approx \frac{1}{2} (D_{\text{ср1}} + D_{\text{ср3}}),$$

получим приближенно

$$\delta \approx \frac{4\delta h (D_{\text{ср1}} - D_{\text{ср3}})^2}{D_{\text{ср1}} D_{\text{ср3}} (D_{\text{ср1}} + D_{\text{ср3}})}.$$

При $D_{\text{ср1}}=100$ и $D_{\text{ср3}}=80$ получим, что при $\delta=1''$, $\delta h \leq 4,5$ мкм, т.е. более чем на порядок выше, чем для обмотки из двух колец. Однако это все еще слишком жесткое условие. Но уже при $D_{\text{ср1}}=300$ мм и $D_{\text{ср3}}=280$ мм для $\delta=1''$ получим реально выполнимое условие

$$\delta h \leq 0,15 \text{ мм.}$$

Таким образом, однослойные кольцевые обмотки рассмотренного типа практически реализуются лишь при весьма больших габаритных размерах датчика.

При малых же габаритных размерах, если даже обеспечивается стабильность зазора во времени, при установке датчика практически крайне сложно отыскать номинальный зазор, учитывая, что имеет место разброс значений $I_{\text{пр1}}$, $I_{\text{пр2}}$, $I_{\text{пр3}}$ и $D_{\text{ср1}}$, $D_{\text{ср2}}$, $D_{\text{ср3}}$.

Кроме того, в рассмотренной обмотке достаточно сложно обеспечить пространственную ортогональность обмоток, учитывая необходимость переналадки разметочного устройства при переходе с обмотки на обмотку.

Исследуем теперь системы с многослойными обмотками.

Рассмотрим вначале датчики, предназначенные для работы в амплитудном режиме или одном из простых режимов фазовращения: с пульсирующим или вращающимся полем (см. п. 3).

Как известно, для таких режимов требуется полная симметрия индукционной системы. Пока известен лишь один вариант многофазного многослойного датчика, обладающего полной симметрией, принципиально не зависящей от зазора [25].

Рассмотрим этот вариант на примере двухфазной двухслойной секционированной обмотки.

Каждый слой такой обмотки представляет собой обычную двухфазную секционированную обмотку: слои сдвинуты друг относительно друга на угол, ближайший к π/N (N — число секторов в фазе) и кратный π/p .

Каждая фаза полной обмотки оказывается транспонированной из слоя в слой; сектора различных фаз расположены в слоях друг против друга (см. рис. 7). Физический смысл такого расположения слоев обмоток состоит в том, чтобы для каждой фазы как можно точнее приблизиться к бессекторной обмотке.

Достоинством секторной многослойной обмотки является то, что нет особой необходимости строго выдерживать определенный выше угол сдвига между слоями — симметрия двухфазной системы не нарушается, так как каждый слой представляет симметричную двухфазную систему.

Рассмотрим теперь, насколько рассматриваемая обмотка удовлетворяет первому условию идеальной двухфазной обмотки. Для этого вычислим коэффициент интегрального эффекта двухслойной секторной обмотки.

При выводе коэффициентов интегрального эффекта используем результаты, полученные в п. 12. Определим вначале относительный обмоточный коэффициент для гармоники порядка v . Если сигнал гармоники порядка v в первой фазе обращенного к зазору слоя обозначить через E_{1v} и определить по формуле

$$E_{1v} = E_v k_{v1} \sin v\varphi,$$

здесь k_{v1} — относительный обмоточный коэффициент однослойной обмотки; определяется выражением (76), то сигнал этой же гармоники также в первой фазе второго слоя

$$E_{2v} = E_v k_{v1} e^{-v/p\alpha_c k_h} \sin v(\varphi + \theta),$$

где θ — угол сдвига между слоями, равен ближайшему к π/N числу

$$\text{и кратному } \pi/p, \alpha_c = \frac{b_c}{h_3}.$$

Амплитуда суммарного сигнала

$$E_{\Sigma v} = E_v k_{v1} \sqrt{1 + \exp(-2k_h v/p\alpha_c) - 2 \exp\left(-k_h \frac{v}{p} \alpha_c\right) \cos v\theta}.$$

Для рабочей гармоники имеем

$$E_{\Sigma p} [1 + \exp(-\alpha_c k_h)].$$

Относительный обмоточный коэффициент для гармоники порядка v двухслойной обмотки

$$k_{v2} = k_{v1} \frac{\sqrt{1 + \exp(-2k_h v/p\alpha_c) - 2 \exp\left(-k_h \frac{v}{p} \alpha_c\right) \cos v\theta}}{1 + \exp(-\alpha_c k_h)}.$$

Вычисление коэффициентов интегрального эффекта ведем по формуле (74) с заменой k_k в (74) на k_{v2} .

Результаты расчетов для датчика с $S=15$ ($p=180$, $N=24$) приведены на рис. 73, а, б. По оси y отложено отношение коэффициентов интегрального эффекта двухслойной обмотки рассмотренного типа к этим же коэффициентам для обычной однослойной обмотки. Из кривых следует, что даже в случае $\alpha_c=0$ (бесконечно тонкие слои) для реальных значений $k_h=0,7 \div 1,5$ увеличение коэффициентов интегрального эффекта происходит не столь уж значительно — всего в 2–2,5 раза (и это при том, что мы приняли расстояние между слоями постоянным по всей площади обмоток).

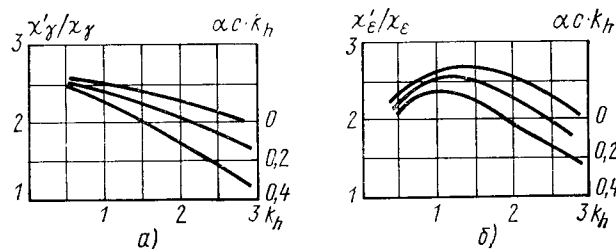


Рис. 73. Относительные коэффициенты интегрального эффекта для двухслойной секторной двухфазной обмотки с транспонированием фазы

Напомним, что коэффициенты интегрального эффекта для бессекторной двухфазной обмотки могут превосходить таковые для секторной однослойной обмотки в десятки и сотни раз, поэтому требования к случайным погрешностям выполнения однофазной обмотки для датчика с двухфазной обмоткой рассмотренного типа остаются достаточно жесткими.

Используя секторные двухфазные обмотки с числом слоев более двух, можно, конечно, добиться и больших значений коэффициентов интегрального эффекта, однако технологические трудности при изготовлении таких обмоток заметно возрастают в связи с большим количеством токоподводов, расположенных между слоями.

Рассмотрим второй вариант двухфазной двухслойной обмотки. Каждый слой такой обмотки также представляет собой двухфазную обмотку. Каждая фаза состоит из $2p$ проводников с шагом π/p ; фазы расположены на разных диаметрах (см. рис. 8). Во втором слое под кольцом, составленным из проводников фазы А, расположена фаза В; в результате фазы оказываются также транспонированными из слоя в слой.

Однофазная обмотка (или каждая фаза многослойной двухфазной обмотки) может иметь в этом случае вид, показанный на рис. 3. В рабочем положении проводники этой обмотки должны перекрывать проводники обеих фаз двухфазной кольцевой обмотки. Очевидно, что сопряжение таких обмоток обладает полным интегральным эффектом и мало чувствительно к случайным погрешностям изготовления и неплоскостности токопроводящих слоев. Теоретически при определенных условиях двухфазная обмотка (см. рис. 8) удовлетворяет и второму условию идеальной обмотки — инвариантности симметрии двухфазной системы по отношению к вариации зазора, однако реализация обмотки высокой точности практически невозможна. Обозначим радиальную длину проводника внешнего кольца внешнего слоя через $l_{\text{пр}1}$; внутреннего кольца — $l_{\text{пр}2}$, соответственно для внутреннего слоя $l'_{\text{пр}1}$, $l'_{\text{пр}2}$. Если средние диаметры в слоях обозначить $D_{\text{ср}1}$, $D_{\text{ср}2}$, $D'_{\text{ср}1}$ и $D'_{\text{ср}2}$, то условия симметрии могут быть записаны в следующей форме:

$$l_{\text{пр}1} \exp\left(-\frac{2ph}{D_{\text{ср}1}}\right) + l'_{\text{пр}2} \exp\left[\frac{2ph}{D'_{\text{ср}2}}(h + b_c)\right] =$$

$$= l'_{\text{пр}1} \exp\left[\frac{2p}{D'_{\text{ср}1}}(h + b_c)\right] + l_{\text{пр}2} \exp\left(-\frac{2ph}{D}\right). \quad (85)$$

Можно показать, что при вариации зазора равенство (85) сохраняется только в том случае, если одновременно соблюдаются следующие условия:

$$\begin{aligned} l_{\text{пр}1} &= l'_{\text{пр}1} \exp\left(-\frac{2pb_c}{D'_1}\right); \\ l_{\text{пр}2} &= l'_{\text{пр}2} \exp\left(-\frac{2pb_c}{D'_2}\right); \\ D_1 &= D'_1; \\ D_2 &= D'_2 \end{aligned} \quad (86)$$

При невыполнении этих условий появляется переменная несимметрия в функции зазора.

Рассмотрим требования к точности выдерживания параметров при неизменном зазоре.

1. Длина проводников. Для гарантированного получения поля погрешности от неточности выполнения заданной длины проводников δ'' необходимо, чтобы допуск Δl удовлетворял условию (осевые параметры предполагаются точными):

$$\Delta l \leq 0,24 \cdot 10^{-5} p \delta'' l_{\text{пр}}.$$

Так, для обеспечения точности не хуже $0,5''$ при $p=180$ и $l_{\text{пр}}=10$ мм допуск на длины проводников должен быть не хуже $2,0$ мкм, что реально невыполнимо.

2. Средние диаметры. Полагая все диаметры примерно одинаковыми, получим

$$\Delta D_{\text{ср}} \leq 0,12 \cdot 10^{-5} \frac{\delta'' D_{\text{ср}}^2}{h_3 + b_c},$$

здесь $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр рабочего участка приемной обмотки. При $D_{\text{ср}}=80$ мм, $h_3=0,2$ мм, $b_c=0,2$ мм и $\delta''=0,5''$ $\Delta D_{\text{ср}}$ должен быть не более $0,01$ мм. Это достаточно жесткое, хотя и выполнимое условие.

3. Расстояние между слоями. Произведем аналогичный расчет, получим следующее условие:

$$\Delta b_c \leq 0,48 \cdot 10^{-5} \frac{D_{\text{ср}1} D_{\text{ср}2} \delta''}{D_{\text{ср}1} - D_{\text{ср}2}}.$$

Так, при $D_{\text{ср}1}-D_{\text{ср}2}=10$ мм, $D_{\text{ср}1}=80$ мм, $D_{\text{ср}2}=70$ мм и $\delta''=0,5''$ получим, что расстояние между слоями должно быть выдержано с точностью не хуже $1,3$ мкм. Это требование невыполнимо.

Таким образом, главным препятствием для построения высокоточного датчика с рассматриваемой схемой обмоток для использо-

вания в амплитудном и простых фазовых режимах является невозможность выдержать расчетные длины проводников и расстояния между слоями. Возможным вариантом двухфазной системы с бессекторными обмотками является также система, представляющая собой четырехслойную обмотку, в которой внешние слои сдвигаются друг относительно друга на 180 эл. град, включаются встречно и образуют первую фазу; внутренние слои дополнительно сдвигаются на 90 эл. град и образуют вторую фазу. Первичная обмотка может быть при этом однослойной. Однако несложный расчет показывает, что, для того чтобы обеспечить равенство коэффициентов взаимной индукции для фаз вторичной с первичной обмоткой и их пространственную ортогональность, должно быть выдержано равенство толщин слоев и изоляционных промежутков с точностью долей микрометра, а угловой сдвиг между слоями — с точностью долей секунды.

Итак, в настоящее время индуктосин с сопряжением бессекторных обмоток для амплитудного и простых фазовых режимов не реализуем. Нужно, правда, оговориться, что погрешность измерения угла датчиком с фиксированной несимметрией имеет регулярный характер и в принципе может быть скомпенсирована, например, для фазовращателя — соответствующим подбором фазосдвигающих RC — цепей. Однако эта процедура достаточно сложна, а узлы измерительной системы становятся невзаимозаменяемыми, что, как правило, непринемлемо.

Значительно большие возможности открываются для построения многослойных систем с сопряжением бессекторных обмоток, если датчик предназначен для использования в режиме комбинированного фазовращателя с фильтром обратной последовательности (см. п. 3). В этом случае двухфазные системы должны быть как на роторе, так и на статоре датчика. Принципиально важно, что малая несимметрия этих систем практически не сказывается на точности преобразования угла. Так, для рассмотренной выше четырехслойной обмотки нет уже необходимости задавать столь жесткие допуски на толщину слоев и угол сдвига между ними. Если, например, несимметрия первичной и вторичной двухфазных систем будет, например, по 1% (с учетом несимметрии источника питания и фазосдвигающих цепей фильтра обратной последовательности), то погрешность преобразования от этого фактора составит всего лишь 0,01%, что при $p=180$ соответствует погрешности около 0,12". Выполнение же систем с такой несимметрией возможно уже при современном состоянии техники многослойного печатного монтажа.

Легко выполнимой оказывается в этом случае и кольцевая бессекторная двухфазная обмотка (см. рис. 8).

В этом случае, если несимметрия вторичной системы (с учетом фильтра обратной последовательности) будет, например, 1%, то рассчитанные ранее допуски расширяются в 100 раз и становятся легко выполнимыми. Сказанное в полной мере относится и к однослойной двухфазной бессекторной обмотке, составленной из трех кольцевых обмоток (см. рис. 5).

Вторичная двухфазная система может быть либо четырехслойной, либо двухслойной с фиксированной несимметрией с выполнением каждого из слоев по рис. 3; несимметрия такой обмотки может быть скомпенсирована соответствующим выбором элементов фильтра обратной последовательности.

Однако необходимо иметь в виду, что при использовании сопряжения двухфазной обмотки (см. рис. 8) и двухслойной вторичной обмотки расчет допусков на параметры обмотки по рис. 8 необходимо производить из условия допустимого изменения несимметрии в функции зазора, так как фильтр обратной последовательности в общем случае не компенсирует составляющую с обратным вращением фазы, если ее относительное содержание в двух выходных обмотках различное. Из этих же соображений вторичные обмотки должны печататься с одного и того же фотошаблона, в противном случае даже незначительная разница нерадиальности проводников вторичных обмоток приводит к неодинаковой неортогональности вторичной системы по отношению к каждой из первичных обмоток, также не подающейся компенсации с помощью фильтра обратной последовательности.

Вообще, в любом случае предпочтительнее иметь малое расстояние между слоями — как для первичных, так и для вторичных обмоток.

Проведенный анализ свидетельствует о большой перспективности датчиков угла с многослойными печатными обмотками.

Сформулируем основные достоинства многослойных обмоток.

1. При разделении однослойной обмотки значительной толщины на многослойную каждый слой может выполняться с большей точностью.

2. Появляются дополнительные возможности для компенсации тангенциальных составляющих токов (лобовых частей) и улучшения формы поля путем взаимного углового сдвига слоев.

3. Для секторных многослойных обмоток появляются возможности усиления интегрального эффекта за счет уменьшения в среднем относительных обмоточных коэффициентов для паразитных некранных гармоник.

4. Для датчиков, предназначенных для использования в режиме фазовращателя с фильтром обратной последовательности, появляется возможность создания двухфазных систем на роторе и статоре с бессекторными обмотками с приемлемой несимметрией и практически нечувствительных к малой неплоскостности и малым угловым погрешностям в расположении и ширине проводников.

КОНСТРУКЦИЯ И ТЕХНОЛОГИЯ ПРОИЗВОДСТВА

16. КОНСТРУКЦИЯ КРУГОВЫХ ИНДУКТОСИНОВ

Известны два основных варианта конструкции кругового индуктосина. Первым из них является так называемая единая сборка (корпусное исполнение), когда датчик имеет собственные подшипники и соединяется с валом, угловое положение которого измеряется с помощью точной муфты — Ольдгейма или сильфонной.

Вторым вариантом является так называемая раздельная сборка (бескорпусное исполнение), когда ротор и статор датчика не связаны непосредственно друг с другом и устанавливаются отдельно. Оба варианта имеют свои достоинства и недостатки.

Единая сборка имеет следующие достоинства:

а) возможность при сборке датчика использовать цеховое оборудование и приспособления любой сложности, так как точность датчика существенно зависит от точности центровки обмоток;

б) возможность окончательной аттестации датчика по точности в условиях цеха-изготовителя и возможность отказаться от дополнительной проверки в изделии, куда он входит как комплектующий элемент;

в) возможность измерения углов поворота валов, имеющих значительные радиальные биения и перекосы.

К недостаткам конструкции такого типа относятся:

а) ухудшение точности за счет дополнительной погрешности муфты;

б) повышенные осевые габаритные размеры из-за необходимости обеспечить достаточную базу для подшипников;

в) пониженная устойчивость к вибрационным и ударным нагрузкам. На рис. 74 приведен вариант конструкции кругового индуктосина типа единой сборки по патенту США № 2.844.802. Обмотки выполнены на стеклянных дисках. Основными деталями датчика являются массивный литой корпус 2 и статор 9, крепящийся к корпусу винтами 1 и имеющий возможность перемещаться в радиальном направлении для исключения эксцентриситета с помощью трех регулировочных винтов 8. С валом, перемещение которого измеряется, датчик связывается с помощью цапгового разрезного зажима 11, соединяющегося через первую сильфонную муфту 10 с внутренним валом 5. Главный вал индуктосина 6 — полый, сидит в подшипниках 3 и несет ротор 12 и коллектор 4. Таким образом, главный вал индуктосина 6 связан с валом изделия через два сильфона и не подвергается риску грубых воздействий. На внутреннем валу 5 установлен поводок 7 для присоединения датчика грубого отсчета. Хотя рис. 74 — лишь схема конструкции, иллюстрирующая патент-

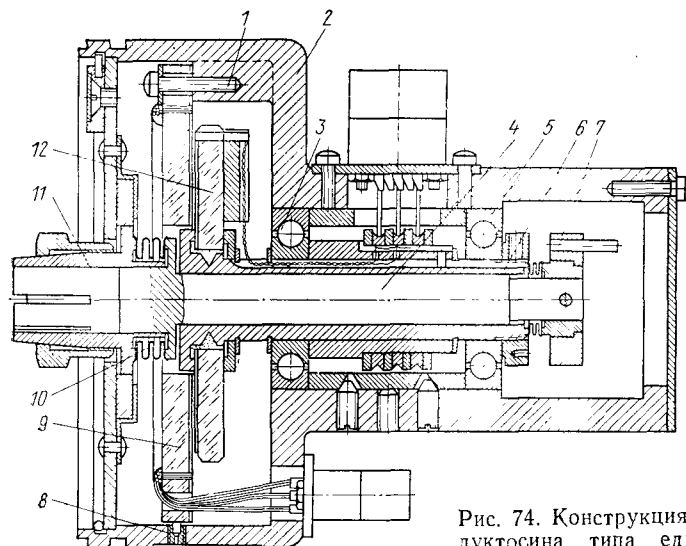


Рис. 74. Конструкция индуктосина типа единой сборки

ную формулу, из него следует, что главные детали — ротор и статор — занимают весьма малый объем в общем объеме датчика типа единой сборки, и, главное, плохо используется диаметральный размер: внешний диаметр обмотки ротора лишь несколько больше половины диаметра датчика. Одной из разновидностей единой конструкции является так называемая консольная (gimbal mounted) конструкция индуктосина, которая, как сообщает рекламный бюллетень американской фирмы Del Electronics, применяется в гироскопических корабельных системах. В такой конструкции индуктосин соединен в единую сборку с крупным силовым прецизионным подшипником. В таком виде датчик проверяют, паспортизируют и поставляют на монтаж. С цапфой гироскопа вал индуктосина-подшипника соединяется с помощью глухой муфты.

Наибольшее распространение получила, однако, конструкция типа раздельной сборки. Ротор датчика в этом случае устанавливается на консоль вала, угловое положение которого подлежит измерению, статор крепят к корпусу основного изделия.

К достоинствам конструкции относятся:

а) повышенная по сравнению с единой сборкой точность за счет отсутствия муфт и поводков;

б) малый осевой габаритный размер;

в) более простая конструкция и меньшая стоимость.

К недостаткам такой конструкции можно отнести, во-первых, определенные трудности совмещения центров обмоток ротора и статора с осью вращения вала, во-вторых, необходимость повторного контроля непосредственно в изделии, что является, как правило, трудоемкой и неудобной операцией, причем точность этих измерений подчас низка и соизмерима с точностью самого датчика.

Кроме того, раздельная сборка предполагает наличие достаточно малых биений вала и строгой перпендикулярности посадочного места статора и оси вала.

Представление о разнице между датчиками типа единой раздельной сборки можно получить из табл. 8, где приведены данные фирмы Farrand Co (США).

Таблица 8

Характеристики некоторых индуктосинов фирмы Farrand Co

Диаметр обмоток	Точность		Повторяемость		Чувствительность	
	Единая сборка	Раздельная сборка	Единая сборка	Раздельная сборка	Единая сборка	Раздельная сборка
3 дюйма (77 мм)	$\pm 10''$	$\pm 5''$	—	$1''$	—	$0,25''$
7 дюймов (178 мм)	$\pm 5''$	$\pm 3''$	—	$0,6''$	—	$0,15''$
12 дюймов (307 мм)	$\pm 2''$	$\pm 1''$	—	$0,2''$	—	$0,05''$

Под погрешностью в данном случае понимают величину

$$\delta = \varphi - \arctg \frac{U_1(\varphi)}{U_2(\varphi)},$$

где $U_1(\varphi)$, $U_2(\varphi)$ — выходные сигналы со статорных обмоток при возбуждении со стороны роторных обмоток, т. е. точность прибора зависит от точности воспроизведения синусной и косинусной зависимостей в функции угла поворота φ . Под повторяемостью здесь понимают случайную ошибку измерения одного и того же угла: чувствительность определяет минимальное угловое или линейное перемещение, которое может быть отмечено с помощью индуктосина при его работе в составе сервомеханизма с нормальной шириной полосы пропускаемых частот. В этом случае, если усилитель сервомеханизма имеет повышенную избирательность (постоянная времени около 1 с), чувствительность при бескорпусном исполнении, как сообщается, может достигать $0,001''$ даже для индуктосина с диаметром обмоток всего лишь около 80 мм.

На рис. 75 показана удачная конструкция индуктосина в виде раздельной сборки. Конструкция выдерживает удар с ускорением до 150 g, при этом смещение отсчета происходит не более чем на $1-2''$. Особое внимание в конструкции уделено креплению ротора к валу, положение которого измеряется. В ступице ротора 1 имеется отверстие с малой конусностью, в котором может под действием гайки 2 перемещаться в некоторых пределах разрезанная по образующей коническая втулка 3. Внутренняя расточка втулки цилиндрическая. Сжимаясь под действием гайки, втулка охватывает вал с большим усилием, что практически исключает зазор между валом и втулкой. При изготовлении датчика внутреннее отверстие

втулки, находящейся в сжатом виде, растачивают строго соосно с печатной обмоткой, имеющей на роторе, причем предварительно ось расточки выставляют строго перпендикулярно плоскости обмотки. Для однозначной установки втулки 3 в конусное отверстие в ступице ротора имеется специальный радиальный шпирит 10, а во втулке — соответствующий паз. Дополнительно с помощью крепящих и упорных 5 винтов втулка, а, значит, и весь ротор датчика крепится к торцу вала. Эти же винты используются для установки необходимого зазора между ротором и статором. Такая конструкция обеспечивает установку ротора с радиальным и торцовым биениями обмотки порядка $0,02$ мм. Отверстие А в статоре также растачивают строго соосно с обмоткой статора; статор устанавливают в изделие с помощью конусной втулки 7, входящей в комплект датчика. Внутренним диаметром втулка скользит по валу, внешним конусом входит в отверстие А, центрируя статор с валом. Когда обмотки выполняются методом нарезки на делительной машине, их устанавливают в приспособление для нарезки с помощью тех же конусных втулок. При этом обеспечиваются значения эксцентриситетов $0,002-0,003$ мм. В транспортном положении ротор и статор датчика скрепляют друг с другом через крышку 3 шайбой.

Для питания к ротору подводят кабель, пропускаемый через полый вал. Для подвода питания в конструкции не предусмотрены контактные кольца или кольцевой трансформатор, используется контактная колонка прибора, в который устанавливают индуктосин. Диски датчика выполнены из стали Ст35 с покрытием КдХр9. Особенностью конструкции дисков, несущих обмотки, является наличие медных колец — экранов 6, 8, 9, расположенных под лобовыми частями обмоток. Их назначение поясняется ниже. В табл. 9 приводим некоторые технические характеристики двух модификаций индуктосинов рассмотренной конструкции.

На рис. 76 приведена схема конструкции датчика угла ИПУ-9М, в которой совмещен индуктосин — фазовращатель с $p=256$ с точностью $\pm 5''$ и двухотсчетный вращающийся трансформатор с числом пар полюсов грубого отсчета $p=1$ и промежуточного отсчета $p=16$. Датчик используется для построения на его основе 18-разрядного преобразователя угол — код. Габаритный размер датчика 142 мм, осевая длина 39 мм.

Нужно, однако, заметить, что применение описанных конструкций оправдано в тех случаях, когда требуется обеспечить точную установку датчика без применения какого-либо точного измерительного оборудования. Обычно же конструкция типа раздельной сборки

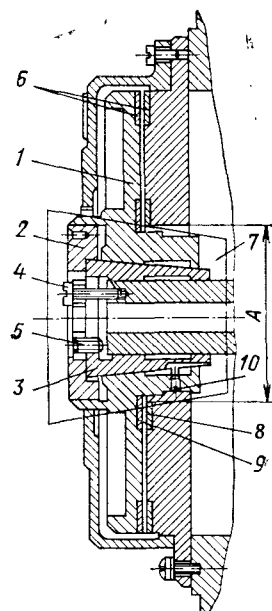


Рис. 75. Конструкция индуктосина типа раздельной сборки

Таблица 9

Характеристики двух индуктосинов бескорпусного исполнения

Характеристика	Тип датчика	
	ИПУ-5А	ИПУ-5АМ
Число пар полюсов	256	180
Габаритный размер, мм	142	142
Осевая длина, мм	36	36
Масса, г	1800	1800
Ударная устойчивость, г	150	150
Диапазон рабочих температур, °С	-40 ÷ +50	-40 ÷ +50
После погрешности, с:		
0 класс	12	8
I класс	18	10
II класс	24	12

предельно проста — датчик представляет собой два диска простейшей конструкции. Одна из цилиндрических поверхностей каждого диска является базовой и по ней производится выставка и юстировка датчика, а также фотопечать обмоток. Так выполнены круговые индуктосины фирм Farrand Co, Olivetti и некоторых других фирм.

В ряде случаев требуется бесконтактный съем сигнала с индуктосина. Для этого используют кольцевой трансформатор торцового (рис. 77, а) или тороидального типов (рис. 77, б). Второй тип

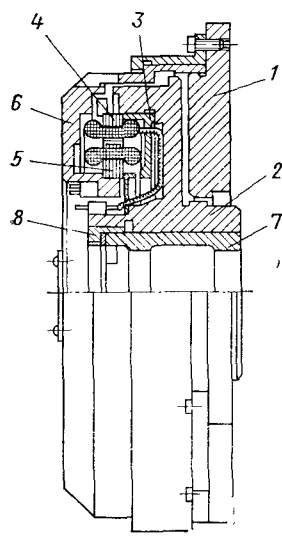
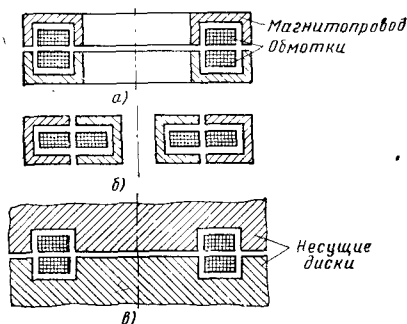


Рис. 76. Совмещенная конструкция индуктосина и двухотсчетного вращающегося трансформатора:

1 — статор индуктосина; 2 — ротор индуктосина; 3 — экран; 4 — статор ВТ; 5 — ротор ВТ; 6 — крышка; 7 — конусная втулка; 8 — гайка

Рис. 77. Варианты бесконтактного трансформаторного токосъема



является предпочтительным, так как коэффициент трансформации можно сделать независимым в первом приближении от вариации зазора. Торцовый трансформатор более прост, в качестве магнитопровода можно использовать непосредственно материал самого несущего диска (рис. 77, в). При частотах питания до 10—12 кГц магнитопровод выполняют сплошным — без шихтовки. Нужно отметить, что трансформатор для съема сигнала удобен лишь для режимов амплитудного и фазового с вращающимся полем. Для четырехобмоточных индуктосинов требуется двоянный трансформатор. Впрочем, возможен вариант, когда фильтр обратной последовательности выполняется низкоомным и помещается на подвижной части индуктосина — между выходными обмотками индуктосина и первичной обмоткой трансформатора.

17. КОНСТРУКЦИЯ ОБМОТОК И НЕСУЩИХ ОСНОВАНИЙ

Одним из источников погрешности кругового индуктосина являются паразитные индуктивные связи между элементами обмоток, не создающими полезного сигнала. К ним относятся: лобовые части, внутренние и периферийные; лепестки для токоподвода и съема сигнала; монтажные провода и т. п. Наличие паразитных связей проявляется как неравенство положительного и отрицательного максимумов выходной ЭДС, отстоящих на угол π/p . Это неравенство может быть как постоянным, так и переменным в функции угла поворота. Влияние постоянного неравенства сводится к нулю, например, при помощи схемы компенсации (см. 1), переменная же составляющая практически не поддается компенсации.

Если обозначить функцию паразитной наводки на первой фазе через E_{n1} и на второй фазе — E_{n2} , то погрешности измерения угла индуктосином

$$\delta_n(\varphi) = \frac{\sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}}{pE_m} \sin \left(p\varphi + \arctg \frac{E_{n1}}{E_{n2}} \right),$$

здесь E_m — максимальные значения полезной ЭДС.

Рассмотрим вначале паразитные ЭДС, индуцируемые в лобовых частях секторных обмоток. Поскольку сектор, принадлежащий одной фазе, сдвинуты на 180 эл. град и включены встречно, в идеальном случае постоянные составляющие ЭДС, индуцируемых в лобовых частях отдельных секторов, от кольцевого тока, текущего по лобовым частям однофазной бессекторной обмотки возбуждения, полностью компенсируются. На практике полной компенсации этих ЭДС не происходит по следующим причинам:

- а) неплоскостности токоведущих слоев обмоток;
- б) эксцентриситета обмоток;
- в) случайных погрешностей в ширине лобовых частей.

Сколько-нибудь точному расчету паразитные ЭДС не поддаются, поэтому при проектировании обмоток должны учитываться лишь общие соображения и опытные данные. Одной из мер по снижению уровня паразитных ЭДС лобовых частей является разнесение по радиусу лобовых частей обмотки возбуждения и секторных обмоток.

На рис. 78 приведены графики, иллюстрирующие степень затухания связей между лобовыми частями в функции разности диаметров

между индуктирующей лобовой частью и принимающей при различных материалах основания несущих дисков. По оси X отложена разность диаметров $D_p - D_c$ в мм, по Y — ЭДС, индуктируемая в кольце шириной 0,8 мм и диаметром, равным приблизительно 100 мм. ЭДС выражена в относительных единицах. Нужно иметь в виду, что при $D=100$ мм, $p=180$ и $h_0=0,15$ ЭДС такого кольцевого проводника при равенстве диаметров колец и неэлектропроводящем немагнитном основании примерно в 2—2,5 раза превосходит максимальную полезную ЭДС и достаточно некомпенсированности в каждой фазе 0,1%, чтобы датчик приобрел погрешность около 3—4%.

Как следует из графиков, при разности диаметров 2—3 мм связь между лобовыми частями уменьшается в 1,5—2 раза, при этом чувствительность к изменению зазора уменьшается в еще большей степени.

При использовании, например, стальных магнитопроводящих оснований под лобовые части обмоток целесообразно устанавливать демпфирующие экраны из материала с высокой проводимостью, например, меди. Такая конструкция оснований принята у индуктосинов ИПУ-5А и ИПУ-5АМ, характеристики которых рассмотрены выше. Медные кольца толщиной 0,5—0,8 мм припаиваются к стальному основанию серебряным припоем в водородной среде. Введение колец в среднем на 1—1,5" улучшает точность датчика.

Наилучшим конструктивным решением для токоподвода обмотки возбуждения и съема сигнала с сигнальных обмоток является такое, когда подпайка осуществляется непосредственно к проводнику — на периферии или на внутреннем диаметре (рис. 79).

Поскольку, однако, желательно, чтобы проекция одной из обмоток на другую полностью находилась внутри кольца, занимаемой последней, токоподвод приходится выполнять так, чтобы его выступание за плоскость обмотки не превосходило 0,03—0,05 мм. Это усложняет выполнение точечного токоподвода и снижает его надежность, поэтому для датчиков, надежность которых должна быть особо высокой, токоподвод приходится выполнять на специальных лепестках (рис. 80). Рис. 81 показывает возможную конструкцию токоподвода в разрезе. Образовавшийся в результате тангенциально

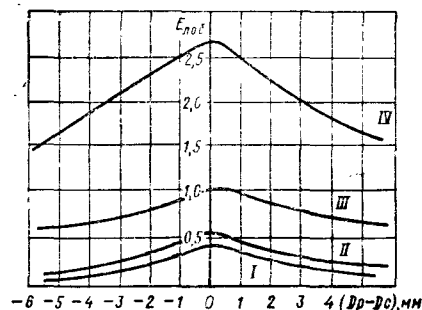


Рис. 78. Связь между лобовыми частями в функции разности диаметров для различных материалов основания:

I — медь; II — алюминий; III — изоляционный материал; IV — магнитопроводящая сталь

Рис. 79. Безлепестковый токопровод

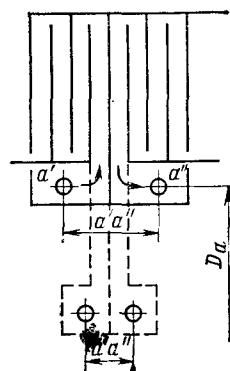
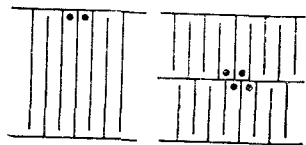
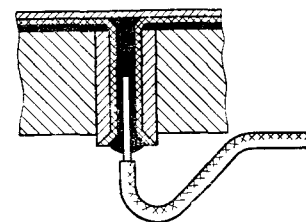


Рис. 80. Лепестковый токопровод

Рис. 81. Возможная конструкция токопровода



расположенный проводник $a'-a''$ (см. рис. 80) взаимодействует с лобовыми частями секторной обмотки, индуктируя при повороте поочередно в лобовых частях то одной, то другой фазы паразитную ЭДС, поэтому такие лепестки приходится максимально удалять от лобовых частей и сокращать длину $a'-a''$ (показано штриховыми линиями). На кривых 3, 4 рис. 82 показаны графики амплитуд составляющих погрешности вида $\sin p\varphi$ и $\cos p\varphi$ индуктосина с $p=180$, $D_c=110$ мм, $h_0=0,15$ мм, обусловленных взаимодействием лепестков и лобовыми частями секторной обмотки. При этом $a'-a''$ составляло 4,5 мм, $D_a=57$ мм и $d_n=64$ мм. D_a поясняется рис. 80, d_n — внутренний диаметр лобовых частей секторной двухфазной обмотки. На кривых 1, 2 рис. 82 — те же составляющие при $D_a=49$ мм и прочих равных условиях. В тех случаях, когда нет возможности удалить от лобовых частей лепестки токоподвода, целесообразно выполнение ложного токоподвода, расположенного со сдвигом по отношению к истинному на угол $2\pi/N$ (N — число секторов в фазе) с перемычкой на обратной стороне несущего диска. В этом случае имеет место частичная компенсация паразитной связи лепестков с лобовыми частями фазы. Кривые 5, 6 рис. 82 соответствуют случаю $D_a=57$ мм (кривые 3, 4) после введения ложного токоподвода. Эта мера эффективна лишь в полностью симметричной обмотке. При $p=2^k$ такая обмотка невыполнима (см. п. 1). По мере совершенствования технологии микросварки и обеспечения необходимой надежности сварного шва описанные конструкции уступят место безлепестковому токоподводу и проблема паразитной связи токоподводов устранится.

Помимо отмеченных паразитных связей существует также паразитная связь между лобовыми частями, лепестками токопроводов бессекторной обмотки возбуждения и монтажными проводами, соединяющими секции фаз на обратной стороне диска с секторной обмоткой. При неправильной монтажной схеме образуется постоянная по углу паразитная связь между лобовыми частями и монтажом. На рис. 83, а показан неправильный монтаж секций фазы. Штриховыми линиями обозначены провода на обратной стороне несущего диска. Как следует из рисунка, монтажные провода образовали замкнутый виток, имеющий к тому же выраженную несимметрию в виде разрывов и участков двойного провода, благо-

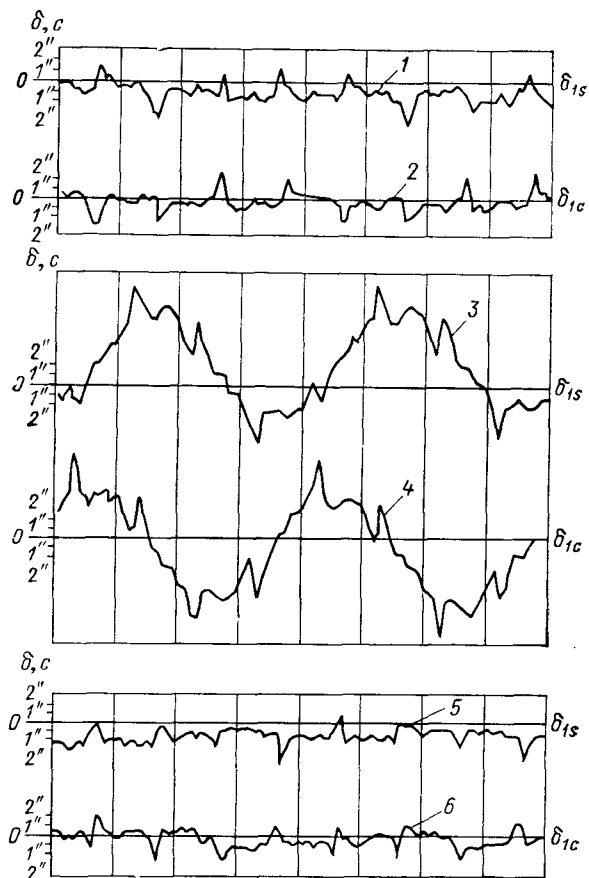


Рис. 82. Амплитуды составляющих погрешности вида $\sin \rho\phi$ и $\cos \rho\phi$, обусловленные паразитными индуктивными связями

даря чему паразитное поле лепестка с токоподводом дает дополнительно переменную по углу связь. Постоянная же связь образуется с лобовыми частями обмотки возбуждения. Правильное соединение показано на рис. 83, б. Теперь монтажные провода образовали два замкнутых витка практически без разрывов. Витки включены последовательно встречно. Монтаж обладает минимальными постоянными и переменными связями. Выполнение монтажа по схеме, приведенной на рис. 83, а, ухудшает точность на 2—3". Рекомендуется выполнять монтажные перемычки в виде печатной платы, так как только в этом случае можно гарантировать идентичность монтажа от датчика к датчику и от секции к секции.

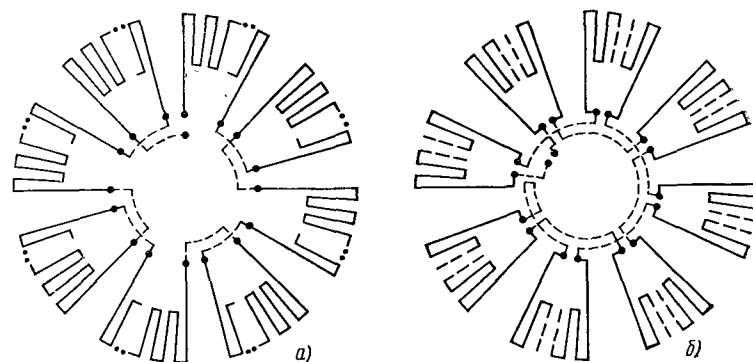


Рис. 83. Варианты монтажа секций обмотки:
а — неправильно; б — правильно

Особенно ярко погрешности от паразитных связей проявляются в том случае, если несущие диски выполнены из неэлектропроводного материала, например керамики или стекла. На рис. 84 показаны амплитуды δ_{1s} , δ_{1c} составляющих погрешности вида $\sin \rho\phi$ и $\cos \rho\phi$ для обмоток, выполненных на керамике ЦМ-322 методом вакуумного напыления. Конфигурации обмоток, лепестков полностью такие же, как у датчика, выполненного на дисках из алюминиевого сплава, характеристики которого приведены на рис. 82 (кривые 3, 4).

Монтаж датчика на основе керамического диска экранировался пермалловым экраном. Несмотря на это, характеристики его заметно хуже. Без экрана датчик был практически неработоспособен. Из сказанного не следует, конечно, что указанные материалы неприменимы для индуктопина. Наоборот, они представляют большой интерес, так как позволяют получить высокое качество токопроводящего слоя и минимальную неплоскость. Следует лишь иметь в виду, что симметрирование обмоток и компенсация возможных паразитных связей должны быть проведены особенно тщательно. В любом случае целесообразно применение электромагнитных экра-

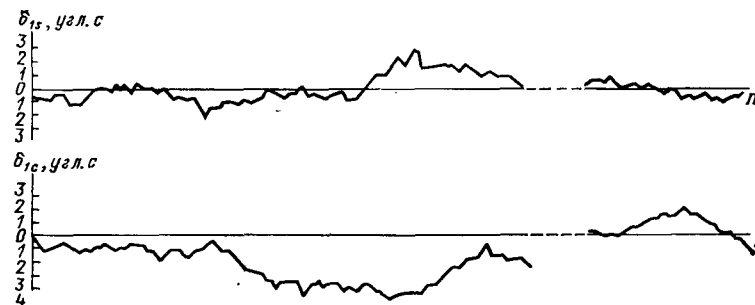


Рис. 84. Амплитуды составляющих погрешностей вида $\sin \rho\phi$ и $\cos \rho\phi$ для обмотки на керамическом диске

нов, отделяющих монтажные провода от обмоток. Паразитные связи при использовании оснований с высокой электропроводностью уменьшаются с увеличением частоты питания.

В табл. 10 приведены результаты эксперимента с датчиком типа ИПУ-БАМ при возбуждении током различной частоты.

Таблица 10

Зависимость составляющих погрешности датчика ИПУ-БАМ от частоты питания

Частота, кГц	Размах амплитуд составляющих погрешности, с				
	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_{1s}$	$\Delta\delta_{1c}$	$\Delta\delta_{2c}$	$\Delta\delta_{2c}$
4,00	3,2	2,9	3,1	1,4	1,2
10,00	3,2	2,0	1,9	1,4	1,1
26,3	3,2	1,7	1,7	1,3	1,1

Обозначения: $\Delta\delta_1$, $\Delta\delta_{1s}$, $\Delta\delta_{1c}$, $\Delta\delta_{2s}$, $\Delta\delta_{2c}$ — размах составляющих погрешности в формуле (87).

Из табл. 10 следует, что с увеличением частоты питания значения $\Delta\delta_{1s}$ и $\Delta\delta_{1c}$, обусловленные наводками, снизились; составляющая $\Delta\delta_1$, определяемая эксцентриситетом и торцовым биением, и составляющие $\Delta\delta_{2s}$ и $\Delta\delta_{2c}$, вызванные неточностью обмоток и неплоскостью, как и следовало ожидать, остались неизменными. Снижение $\Delta\delta_{1s}$ и $\Delta\delta_{1c}$ обусловлено более интенсивным демпфированием паразитных полей в толще металлических оснований и относительным ростом полезного сигнала, поле которого практически полностью замкнуто в воздушном зазоре. Вообще, предпочтительно использование высокопроводящих оснований. Так, при замене стального основания на титановое заметно ухудшилась точность датчика за счет увеличения составляющих вида δ_{1s} и δ_{1c} . Все рассмотренные в настоящем разделе вопросы непосредственно относятся также к датчикам с многослойными обмотками.

18. ТЕХНОЛОГИЯ ПРОИЗВОДСТВА

При производстве круговых индуктосинов можно выделить пять основных групп операций: 1) изготовление фотошаблона обмоток; 2) механическая и термическая обработка оснований; 3) образование токопроводящего слоя; 4) выполнение обмоток; 5) контроль точности индуктосина.

Рассмотрим первые четыре группы операций. Контроль точности индуктосина подробно рассмотрен в следующем параграфе.

Фотошаблон изготавливают с помощью прецизионной делительной машины. Наиболее подходящими для этой цели являются делительные машины ТКФ-1000 и ТКФ-500 Народного предприятия Цейсс, Иена (ГДР). Точность деления машины ТКФ-1000 может быть доведена до 0,8—1".

В связи с тем, что машины ТКФ предназначены для изготовления точных шкал и лимбов, штатное разметочное устройство рассчитано на выполнение штриха длиной не более 12 мм, поэтому для изготовления негатива обмотки приходится проектировать и изготавливать разметочное устройство заново. Кроме этого, в комплекте машины имеются храповые колеса только с 100 и 120 зубьями, и для выполнения негативов с $p=2^k$ приходится дополнительно изготавливать храповик с $z=128$. Кроме того, для секторных распределенных обмоток при $p=180$ с шагом $2\pi/352$ необходим храповик с $z=88$. Конструкция привода червячного колеса позволяет выполнять обмотки с шагом, не укладывающимся целое число раз на окружности, и обмотки с переменным шагом — в неавтоматическом режиме.

Заготовку фотошаблона изготавливают из оптического стекла типа К-8 с пузырчатостью не хуже 2-й категории. Поверхность стекла должна иметь шероховатость не хуже 14-го класса и неплоскостность не хуже трех-четырех колец Ньютона. Стекло покрывают слоем серебра толщиной 1—1,25 мкм. Нарезку обмотки производят алмазным резцом при малой нагрузке по предварительно покрытой воском (2—3 мкм) поверхности. Допускаются неснятые участки серебра; по окончании нарезки позитив травят 3—5 с в растворе соляной кислоты для удаления остатков серебра. С позитива может быть получено нужное количество рабочих копий фотохимическим методом.

В качестве армирующего материала для фотошаблона можно применять лишь металлы с малыми коэффициентами расширения (суперинвар, ковар и т. п.). Рабочий фотошаблон покрывают тонким слоем лака. Как показывает опыт, с одного рабочего фотошаблона может быть получено до 50 отпечатков обмоток. При большой серии целесообразно изготавливать фотошаблоны с напылением хрома, имеющего хорошую адгезию со стеклом. Это резко увеличивает срок службы фотошаблона.

Механическая и термическая обработка оснований не имеет каких-либо особенностей. Если в качестве несущих дисков используется сталь или другой металл, а токоподводящие слои обмоток образуются методом приклеивания, следует наряду с плоскостностью поверхности основания обеспечить необходимую ее шероховатость. В фирме Olivetti рабочую поверхность зачищают вручную шлифовальным камнем, затем губкой и промывают соляной кислотой. Наибольшее распространение получил способ образования токопроводящего слоя путем приклейки медной фольги или фольгированного стеклопластика. Приведем технологию фирмы Olivetti.

1-я операция — склейка. Склейку ведут на прессе. На рабочей поверхности пресса укладывают:

а) лист картона толщиной 0,1—0,2 мм, служащий для равномерного распределения нагрузки по всей площади пластины;

б) лист из нержавеющей стали толщиной 2—3 мм, служащий для предохранения медной фольги от повреждения при нагревании;

в) лист медной фольги толщиной 0,07 мм с изоляционной подложкой толщиной 0,02 мм;

г) лист специального термопластического клея (патент США № 2 647 843);

д) стальное основание индуктосина.

Процесс склейки производят при удельном давлении 20—25 кгс/см² и рабочей температуре 154—180°С. Процесс длится 4 ч: 1 ч — нагрев, 2 ч — выдержка при заданных режимах, 1 ч — охлаждение.

На прессе можно укладывать одновременно до 50 оснований в два ряда.

2-я операция — обрезка листов.

3-я операция — нанесение на медную поверхность фоторезисторного слоя. Эту операцию проводят в следующем порядке:

а) очищают медную поверхность фетром;

б) промывают раствором аммиака;

после промывки заготовки поступают на специальную машину, установленную в отдельном помещении с освещением, предотвращающим засветку фоточувствительного слоя;

в) промывают триаином и просушивают при вращении стола машины;

г) наносят фоторезисторный слой кистью.

Получение равномерного слоя толщиной 0,005 мм с одновременной сушкой обеспечивается вращением стола с заготовкой при $n=200\div300$ об/мин в течение 3 мин.

4-я операция — засвечивание фотослоя.

Операцию выполняют в термоконстантном помещении при $20\pm0,5^\circ\text{C}$ и влажности 90% на специальной машине.

Плотное безззорное прилегание шаблона к верхней поверхности заготовки обеспечивается вакуумным устройством. Для обеспечения герметичности по всему периметру шаблона проложена резиновая прокладка.

5-я операция — процесс проявления — ничем не отличается от обычных процессов такого типа.

6-я операция. После проявления рисунок на заготовке становится слабо заметным. В целях удобства контроля рисунок смачивают специальными чернилами.

По истечении небольшого времени образец промывают, причем чернила остаются точно в тех участках, которые не были засвечены под шаблоном. Таким образом, вся будущая печатная обмотка визуализируется. С помощью микроскопа предварительно контролируют качество рисунка.

7-я операция — травление.

Для того чтобы не повредить нижнюю поверхность заготовки при травлении, ее заклеивают клейкой бумажной лентой, а боковые поверхности покрывают лаком.

Травление производят на специальной автоматической машине раствором, основу которого составляет кислота HCl . Процесс выполняют при непрерывном движении заготовки со скоростью около 5000 мм/мин. В конце пути производят промывку образцов и их очистку.

8-я операция — контроль. Контролируют качество полученной обмотки. Проверяют качество выполнения каждого витка. Опасные выступы (распространяющиеся на большой длине) вручную вырезают, а углубления запаивают припоем.

Контролируют отсутствие перемычек или разрывов цепи. При их наличии исправление производят вручную.

Технология производства большинства индуктосинов отечественного производства в общих чертах сходна с описанной. Разница состоит лишь в том, что приклеивают не фольгу, а фольги-

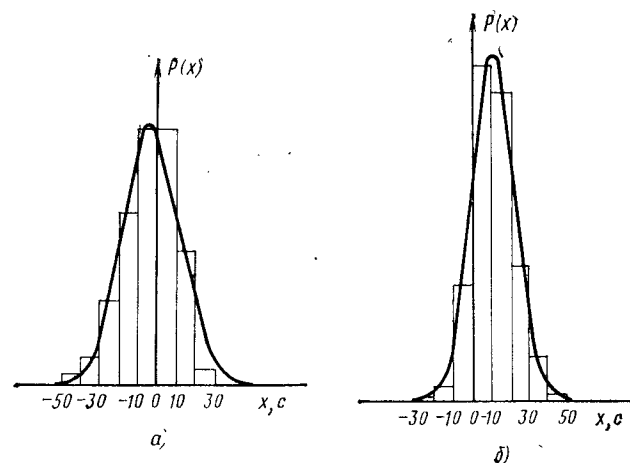


Рис. 85. Плотность вероятности распределения погрешности травления:

а — средней линии; б — ширины

рованный стеклотекстолит с толщиной подложки 0,1—0,22 мм. Точности датчиков также примерно одинаковы: у датчиков фирмы Оливетти с параметрами $D=175$ мм, $p=180$ точность составляет $\pm 4''$; у датчиков ИПУ-5АМ с параметрами $D=142$ мм, $p=180$ точность равна $\pm 4\div\pm 6''$. Указанные показатели являются, по-видимому, предельными на настоящее время для датчиков с секторными обмотками. Основным источником погрешности является неточность выполнения обмоток по углу из-за неравномерности травления и неплоскостности токопроводящих слоев.

Представление о величине угловых погрешностей при травлении дает рис. 85, а, б, где соответственно показаны гистограммы распределения погрешности ширины проводников и средней линии, измеренные у семидюймового индуктосина фирмы «Индуктосин корпорейшен» (США) по данным работы [1]. Диаметр обмотки составляет 175 мм, фольга имеет толщину 0,05 мм. К сожалению, угловые измерения проведены лишь на одном диаметре, поэтому величины эквивалентных (приведенных к среднему диаметру) значений погрешностей по кривым определены быть не могут, однако величина неравномерности травления свидетельствует о возможности существования больших эквивалентных погрешностей. Более высокие точности при секторных обмотках могут быть получены при образовании токопроводящих слоев обмоток методом вакуумного напыления.

Как уже указывалось, одним из путей повышения точности является использование бессекторных многослойных обмоток. Технология их промышленного производства подлежит еще разработке, однако уже сейчас видно, что каких-либо принципиальных трудностей на этом пути нет.

19. КОНТРОЛЬ ТОЧНОСТИ

Одним из важных этапов при разработке и изготовлении прецизионных датчиков угла является контроль их точности.

При аттестации индуктосинов, точность которых составляет единицы угловых секунд, возникают затруднения.

Принято считать, что для достоверной аттестации точность измерительных инструментов должна быть, как минимум, на порядок выше точности самих датчиков, т. е. должна составлять доли угловой секунды. Измерительные устройства такого класса крайне дороги и редки. Проблема усложняется и тем, что в связи со сложным спектральным составом погрешности индуктосина для его достоверной аттестации требуется выполнение весьма большого числа измерений. Так, при $p=180$ и измерении погрешности в 8—12 точках внутри каждого периода повторения информации общее число измерений составляет около $2 \cdot 10^4$. Такое число измерений необходимо для оценки спектрального состава погрешности и для аттестации датчика по предельной погрешности с вероятностью 3σ (0,9973). В этом случае требуется по крайней мере не менее 1000 измерений.

Теоретический анализ технологических погрешностей индуктосина и опыт практической работы с ними показывает, что погрешность индуктосина с секторными обмотками может быть практически полностью определена (с точностью до 0,1—0,15°) следующим выражением:

$$\delta(\varphi) = \delta_0 + \delta_1 \sin(\varphi + \psi) + \delta_{1s} \sin p\varphi + \delta_{1c} \cos p\varphi + \delta_{2s} \sin 2p\varphi + \delta_{2c} \cos 2p\varphi. \quad (87)$$

Величины δ_{1s} , δ_{2s} , δ_{1c} , δ_{2c} сами являются функциями угла поворота, а δ_0 определяется началом отсчета. В случае, если при проектировании были приняты недостаточные меры для подавления высших пространственных гармоник, в спектре погрешности обнаруживаются составляющие вида $\delta_{4s} \sin 4p\varphi$ и $\delta_{4c} \cos 4p\varphi$. Обе этих составляющих определяются третьей и пятой высшими пространственными гармониками. Как было выяснено в гл. III, основные технологические погрешности индуктосина — неплоскостность токопроводящих слоев и неточность выполнения угловых размеров обмоток — приводят к появлению в составе выходных ЭДС гармоник порядка $p \pm N$ (где N — число секторов в фазе); их наличие проявляется в виде амплитудной и пространственной фазовой модуляции сигналов фаз, т. е. в виде переменной от периода к периоду неортогональности фаз у двухфазного датчика и неравенства амплитуд фаз. В свою очередь, это явление вызывает погрешности вида $\sin 2p\varphi$ и $\cos 2p\varphi$. Составляющие вида $\sin p\varphi$ и $\cos p\varphi$ в выражении (87) обусловлены паразитными наводками рабочей частоты и проявляются как неравенство соседних положительного и отрицательного максимумов одной и той же фазы.

Составляющая вида $\delta_1 \sin(\varphi + \psi)$ определяется погрешностями монтажа. Приближенно значения δ_1 , δ_{1s} , δ_{1c} , δ_{2s} , δ_{2c} можно, таким образом, определить, не измеряя погрешности внутри периода повторения, а определяя лишь угловое расположение нулевых точек фаз. На этом основан простейший способ определения погрешности датчика, требующий минимального оборудования.

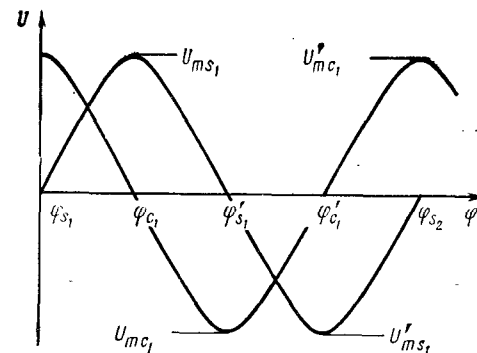


Рис. 86. Функции выходных ЭДС фаз

На основании рис. 86, где изображены функции выходных ЭДС фаз, можно определить относительную величину наводки, относительное неравенство амплитуд и неортогональность из следующих выражений:

$$\delta U_{st} = \frac{U_{ms1} - U'_{ms1}}{U_{ms1} + U'_{ms1}}; \quad (88)$$

$$\delta U_{ct} = \frac{U_{mc1} - U'_{mc1}}{U_{mc1} + U'_{mc1}}; \quad (89)$$

$$\delta U_{sci} = 1 - \frac{U_{ms1} + U'_{ms1}}{U_{mc1} + U'_{mc1}}; \quad (90)$$

$$\delta \theta_i = \frac{\pi}{2p} \left[\frac{\varphi'_{si} + \varphi_{si}}{2} - \frac{\varphi'_{ci} + \varphi_{ci}}{2} \right], \quad (91)$$

здесь δU_{si} , δU_{ci} — относительное значение наводки в фазах в i -м периоде; δU_{sci} — относительное неравенство амплитуд в i -м периоде; $\delta \theta_i$ — неортогональность фаз в i -м периоде. Текущее значение величины $\delta_0 + \delta_1 \sin(\varphi + \psi)$ определяется выражением

$$\frac{1}{4} (\varphi'_{si} + \varphi_{si} + \varphi_{ci} + \varphi'_{ci}) + \frac{3\pi}{4p} - \frac{2\pi}{p} (i-1). \quad (92)$$

В связи с тем, что, как правило, определение амплитуд может производиться с меньшей точностью, чем фиксация нуля с помощью угломерного инструмента, относительную наводку можно определять, также используя угловые величины

$$\delta U_{si} = \frac{2\varphi'_{si} - [\varphi_{s(i+1)} + \varphi_{si}]}{2};$$

$$\delta U_{ct} = \frac{2\varphi'_{ct} - [\varphi_{ct(l+1)} + \varphi_{ct}]}{2}.$$

Величины δ_{1s} , δ_{1c} , δ_{2s} , δ_{2c} связаны с выражениями (88)–(91) следующим образом:

$$\delta_{1s} = \frac{1}{2} \delta U_s; \quad \delta_{1c} = \frac{1}{2} \delta U_c;$$

$$\delta_{2c} = \frac{1}{2} \delta \theta; \quad \delta_{2s} = \frac{1}{2} \delta U_{sc}.$$

Проверка датчика требует минимума оборудования. Фиксация нуля и измерение амплитуд может производиться с помощью микровольтметра типа У2-6 (28 ИМ) на узкой полосе частот. При этом возможна отметка нуля с точностью до 1 мкВ, что при $p=180$ и $U_m \approx 3$ мВ соответствует примерно 0,4". Измерение амплитуды возможно с точностью 0,1%, что соответствует примерно 1".

Недостатком изложенного способа является прежде всего необходимость использования угломерного инструмента высокой разрешающей способности, поскольку значения (88)–(91) определяются всего лишь по двум-четырем измерениям и вес случайной ошибки в определении φ_i оказывается велик.

Кроме того, указанным способом можно оценивать лишь отдельные составляющие; определить предельную ошибку датчика и ее статистические характеристики можно путем сложных вычислений. Наконец, способ не позволяет выделить погрешность, обусловленную несинусоидальностью функций U_s и U_c .

Для определения погрешности датчика в любой точке окружности в амплитудном режиме может быть использована схема с вращающимися трансформатором типа ВТ-5 по следующей схеме. Индуктосин устанавливают на точный угломерный инструмент; ВТ-5 — на угломерный инструмент невысокой точности порядка 0,5–1'. Подвижную часть индуктосина последовательно устанавливают на необходимые углы φ_1 , φ_2 , φ_3 ... Ротор ВТ-5 поворачивают каждый раз до тех пор, пока выходной сигнал не становится равным нулю. В идеальном случае эти углы должны быть равными $p\varphi_1$, $p\varphi_2$, $p\varphi_3$ и т. д. Если разность между этими углами и измеренными по угломерному инструменту, на котором установлен ВТ-5, составляет δ_1 , δ_2 , δ_3 , ..., δ_n , то погрешность датчика определяется значениями δ_1/p , δ_2/p , δ_3/p , ..., δ_n/p , а погрешность измерения — по формуле

$$\delta_{изм} = \sqrt{\frac{\delta_{вт}^2}{p^2} + \frac{\delta_{ун}^2}{p^2} + \delta_{отсч}^2 + \delta_{инстр}^2},$$

где $\delta_{вт}$ — погрешность ВТ-5; $\delta_{ун}$ — погрешность угломерного инструмента с ВТ-5; $\delta_{отсч}$ — отсчета по нуль-индикатору; $\delta_{инстр}$ — погрешность угломерного инструмента с индуктосином. Если $\delta_{вт} = 40''$, $\delta_{ун} = 30''$, $\delta_{отсч} \approx 0,4''$ и $\delta_{инстр} \approx 0,5''$, то при $p=180$ погрешность, вносимая в измерения, составит около 0,7".

Вместо угломерного инструмента угол поворота ВТ-5 может задаваться с помощью шкального устройства с несколькими шка-

лами, установленными на различных ценах. Например, поскольку погрешность редуктора, связывающего шкалу, установленную на самой высокой цене оборота, определяется в основном погрешностью последней пары, ближайшей к ВТ-5 (а она может быть доведена до 40–60"), то вносимая редуктором погрешность не превысит при $p=180$ 0,2–0,3".

Если шкалу заменить на кодовый датчик угла, а поворот ВТ-5 в согласованное положение производить с помощью измерительной следящей системы, описанной в гл. I, то появляется возможность автоматизировать измерения.

На рис. 87 показана структурная схема комплекса для автоматической проверки точности круговых индуктосинов, используемого нами в течение последних лет для исследования экспериментальных образцов. В качестве устройства для точного задания фиксированных углов поворота служит прецизионная делительная машина ТКФ-1000 (производство ГДР).

Цикл работы делительной машины 1 состоит из фиксированного поворота стола с установленным на нем ротором датчика 2 и кратковременной остановки. В расшифровывающей части комплекса имеется следящая система 3 с электрической редукцией (5 — двигатель, 10 — усилитель). Приемником следящей системы служит вращающийся трансформатор ВТ-5 (4) класса Б. Следящая система может быть амплитудной (см. рис. 14), если датчик проверяется в амплитудном режиме. При проверке индуктосина-фазовращателя следящая система может быть выполнена по схеме, показанной на рис. 19. В кинематической цепи, связывающей исполнительный двигатель 5 с приемником следящей системы (СС) установлен однооборотный пятиразрядный кодовый преобразователь угла 6 (КПУ). К КПУ подключен преобразователь 7 код — напряжение, к выходу которого подключены самописец 8 и перфоратор 9. Цена оборота кодового преобразователя переменна и может по отношению к ВТ-5 принимать значения 360°/480, 360°/240, 360°/80. Учитывая, что следящая система имеет коэффициент электрической редукции, равный числу пар полюсов проверяемого индуктосина, для получения истинной цены оборота (приведенной к цене оборота делительной машины) кодового преобразователя указанные выше цены оборотов должны быть разделены еще на p .

В результате, например, для $p=180$ цена одного кванта кодового преобразователя может составлять соответственно 0,5; 1 и 3".

Очевидно, что если установить для машины шаг, равный $2\pi/pk$, где k — один из делителей чисел 480, 240 или 80, то кодовый преобразователь в идеальном случае будет делать целое число оборотов и будучи установленным каким-либо образом в

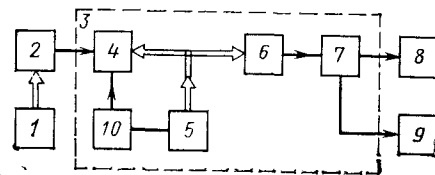


Рис. 87. Структурная схема установки для снятия точностных характеристик круговых индуктосинов

начальном положении приемника СС в нуль при всех последующих остановках машины будет давать нулевой код. Вследствие погрешностей машины, проверяемого датчика, приемника СС, кинематической цепи от КПУ до приемника СС и, наконец, самого КПУ значения кодов будут отличаться от нуля на некоторую величину, которая и будет представлять собой суммарную погрешность перечисленных устройств.

Специальное командное устройство, установленное в кинематической цепи привода машины, в периоды установки машины производит считывание кода погрешности с КПУ и его регистрацию на перфоленту с помощью перфоратора ПЛ-20.

Аналоговую точность определения поля погрешности можно оценить для датчика с $p=128$ в $1,6-1,9''$, для $p=180$ $1,3-1,6''$ и $p=256$ $1,2-1,5''$.

При исследовании многополюсных датчиков значительный практический интерес представляет изменение характера погрешности от периода к периоду. При этом в рассматриваемой измерительной системе погрешность редуктора и приемника, повторяясь без изменений от периода к периоду, не искажает характера изменения отдельных составляющих внутрипериодной погрешности датчика.

Программа обработки погрешности на ЭВМ включает в себя:

- а) контроль плавности следования погрешности, чем исключается возможность сбоев;
- б) определение размаха погрешности;
- в) построение гистограммы распределения плотности погрешности, что в некоторых случаях необходимо для анализа погрешностей систем, включающих датчик;
- г) определение амплитуды постоянной составляющей и амплитуд синусной и косинусной составляющих первой и второй гармоник внутрипериодной погрешности;
- д) определение полноты описания кривой внутрипериодной погрешности указанными пятью составляющими;
- е) построение с помощью штатного выходного устройства ЭВМ графиков указанных погрешностей.

Полнота описания определяется как средняя квадратическая абсолютная разность между зарегистрированными значениями при измерениях и значениями кривой в этих же точках, синтезированной по вычисленным, указанным выше пяти составляющим.

Вычисление амплитуд гармоник производится по формулам Бесселя для тригонометрической интерполяции. Как показывают расчеты и опыт работы с установкой, достаточно брать 12—16 точек на период датчика.

Поскольку погрешность делительной машины имеет, как правило, плавный характер, ее характеристика может быть введена в память ЭВМ для учета при определении амплитуды длиннопериодной погрешности индуктосина. Описанная установка удобна для исследовательской лаборатории, однако в цеховых условиях при серийном или крупносерийном производстве она неэффективна из-за большого времени проверки. Наиболее целесообразна в этом случае установка, где проверка индуктосинов осуществляется сравнением с условным эталоном. Однако при проверке датчиков в амплитудном режиме возникают те же трудности, которые имеют место в трансформаторных синхронноследящих системах на основе индуктосина.

Как известно, при трансформаторном соединении одинаковых вращающихся трансформаторов сигнал рассогласования пропорционален квадрату коэффициента трансформации. Поскольку у индуктосина коэффициент трансформации составляет величины порядка $(1-5)10^{-3}$, при трансформаторной схеме включения индуктосинов максимально возможный сигнал рассогласования не превосходит $10-12$ мкВ, а сигнал ошибки будет измеряться сотыми и тысячными долями микровольта. Выделить такой сигнал на фоне шумов крайне сложно.

Схема установки для проверки индуктосина, в которой эта трудность преодолена, представлена на рис. 88.

Установка состоит из эталонного 1 и проверяемого 2 датчиков, подвижные части (роторы) которых соединены вместе и приводятся в движение двигателем 3. В кинематической цепи привода установлен синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ) 4 на оси с ценой оборота $360^\circ/p$. Обмотки возбуждения проверяемого и эталонного датчиков подключены к источнику переменного напряжения. Вторичные обмотки проверяемого датчика 2 по схеме трансформаторного включения подключены к первичным обмоткам дифференциального СКВТ 5 с коэффициентом трансформации, равным единице (наличие СКВТ принципиально не обязательно, он используется лишь для облегчения согласования нулей проверяемого и эталонного датчиков внутри периода точного отсчета). Вторично обмотки эталонного датчика соединены последовательно с вторичными обмотками СКВТ 5 и подключены к обмоткам СКВТ 4. Вторичная обмотка трансформатора 4 подключена к фазовому детектору 6, выход которого подключен к регистрирующему устройству 7. Статор проверяемого датчика 1 может быть установлен на поворотном устройстве 8, например делительной головке. В кинематической цепи привода может быть установлен датчик меток 9, соединенный с регистрирующим устройством 7.

Принцип работы устройства аналогичен принципу работы синхронно-следящей системы (см. рис. 16).

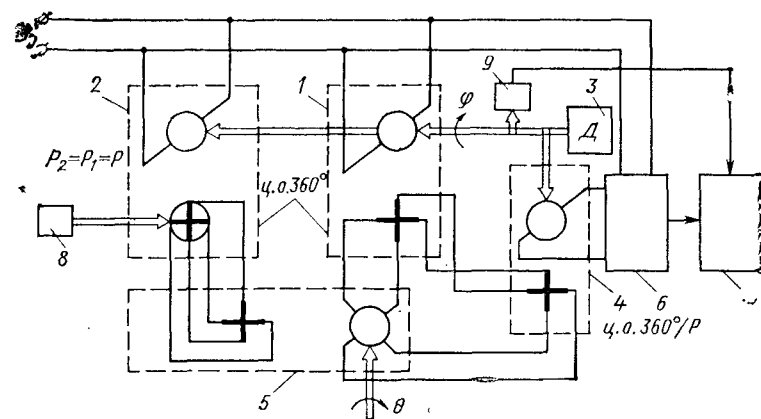


Рис. 88. Схема установки для проверки индуктосина амплитудным методом сравнения с эталоном: Ц. О. — цена оборота

При проверке датчиков в фазовом режиме дополнительный ВТ-5 на цене оборота $360^\circ/p$ не требуется, а схема измерителя рассогласования может быть такой же, как у фазовой СС, описанной в гл. I. Разработанная по описанной схеме установка обеспечивает проверку датчиков с точностью порядка $\pm 5 \div 9''$ примерно за 10 мин с достоверностью порядка $\pm 1,5''$.

В тех случаях, когда точность проверяемого датчика находится на уровне точности эталонного, достоверность измерений снижается. Может быть предложено несколько способов разделения погрешности эталонного и испытываемого датчиков. Пусть датчик угла, подлежащий аттестации, имеет неизвестную характеристику погрешности $\delta(\varphi)$. Возьмем второй, аналогичный же датчик с также наперед неизвестной характеристикой $\delta'(\varphi)$. Допустим, что перед нами стоит задача определить погрешность обоих датчиков в Q равномерно расположенных по окружности точках. Присоединим подвижные части (роторы) обоих датчиков к подвижному валу некоторого приспособления, статор эталонного датчика установим на угломерное устройство относительно низкой точности, позволяющее осуществлять его разворот в пределах 360° , а статор испытываемого датчика неподвижно закрепим. Пусть, далее, в нашем распоряжении, имеется устройство, позволяющее выделить и зафиксировать относительную взаимную погрешность датчиков, и устройство, позволяющее установить эту погрешность в нуль в любом положении роторов и статоров например, описанное выше.

Обозначим функцию взаимной погрешности при начальном взаимном угловом положении статоров через $\xi_0(\varphi)$, а эту же погрешность при сдвиге статора эталона в направлении вращения роторов через $\xi_W(\varphi)$, где W — число интервалов $2\pi/Q$, на которое сдвинут статор эталона по отношению к исходному положению.

Рассмотрим теперь способы определения $\delta(\varphi)$ и $\delta'(\varphi)$ по известным $\xi_W(\varphi)$. Первый заключается в уравнивании звезд пространственных гармоник погрешности эталона.

Взаимная погрешность датчиков может быть представлена выражением

$$\delta(\varphi) - \delta'(\varphi) = \xi(\varphi).$$

Положим, что $\delta(0) = \delta'(0) = \xi(0)$. $\xi(0)$ приводим в нуль искусственно с помощью вышеупомянутого устройства.

Развернем статор эталона на угол $\frac{2\pi}{k}i$ и вновь приведем значения $\xi_i(0)$ в нуль. Давая последовательно значения $i=0, 1, 2, \dots, k-1$, получим следующее семейство уравнений:

$$\begin{cases} \delta(\varphi) - \delta'(\varphi) = \xi_0(\varphi); \\ \delta(\varphi) - \delta'\left(\varphi - \frac{2\pi}{k}\right) - \delta'\left(-\frac{2\pi}{k}\right) = \xi_1(\varphi); \\ \vdots \\ \delta(\varphi) - \delta'\left[\varphi - \frac{2\pi}{k}(k-1)\right] - \delta'\left[-\frac{(k-1)2\pi}{k}\right] = \xi_{k-1}(\varphi). \end{cases}$$

Сложив полученные уравнения, получим

$$\delta(\varphi) = \frac{1}{k} \left\{ \sum_{i=0}^{k-1} \xi_i(\varphi) + \sum_{i=0}^{k-1} \delta'\left(\varphi - \frac{2\pi}{k}\right) - \sum_{i=0}^{k-1} \delta'\left(-\frac{2\pi i}{k}\right) \right\}. \quad (93)$$

Представим $\delta'(\varphi)$ в форме Фурье

$$\delta'(\varphi) = \delta'_0 + \sum_{\mu=1}^{\infty} \delta'_{\mu} \sin(\mu\varphi + \psi_{\mu}). \quad (94)$$

Подставляя формулу (94) в выражение (93) и производя суммирование, получим, что вторая сумма даст значение

$$k\delta'_0 = \sum_{\mu=1}^{\infty} \delta'_{\mu k} \sin(\mu k\varphi + \psi_{\mu k}),$$

где $\delta'_{\mu k}$ — составляющая порядка μk ; третья сумма

$$k\delta'_0 = \sum \delta'_{\mu k} \sin \psi_{\mu k},$$

и в результате получим

$$\delta(\varphi) = \frac{1}{k} \sum_{i=0}^{k-1} \xi_i(\varphi) + \sum_{\mu=1}^{\infty} \delta'_{\mu k} [\sin(\mu k\varphi + \psi_{\mu k}) - \sin \psi_{\mu k}].$$

Отсюда следует, что теоретически погрешность проверяемого датчика определяется с точностью до гармоник порядка μk погрешности эталонного датчика. Зная ориентировочно спектральный состав погрешностей, можно выбрать такие значения k , при которых вносимая погрешность была бы по возможности минимальной.

На практике значения сдвигов $\frac{2\pi}{k}i$ выполняются лишь с некоторой погрешностью. Кроме того, значения $\xi_i(\varphi)$ также определяются неточно. Оценим погрешность измерения $\delta(\varphi)$ с учетом этих неточностей. Для оценки влияния неточности сдвигов $\frac{2\pi}{k}i$ необходимо рассмотреть сумму

$$S(k) = \frac{\delta'_v}{k} \sum_{i=0}^{k-1} \sin v \left[\varphi + \frac{2\pi i}{k} + t(k) \right], \quad (95)$$

где $S(k)$ — случайная величина с нормальным законом распределения плотности вероятности, представляющая собой остаток гармоники порядка v эталона, возникший из-за несимметрии звезды

пространственных векторов сдвигов; $t(k)$ — случайная ошибка сдвига. Найдем математическое ожидание и дисперсию суммы (95) Проделав необходимые выкладки и положив

$$P(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_t} e^{-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}}$$

(нормальный закон распределения), получим для математического ожидания и среднего квадратического отклонения для суммы (95) следующие выражения:

$$M[S] = 0;$$

$$\sigma[S] = \frac{\delta'_v}{\sqrt{k}} \sqrt{1 - e^{-v^2 \sigma_t^2}}.$$

Отсюда следует, что вносимая погрешность выше для более высоких гармоник, однако если σ_t составляет, например, 0,01 периода повторения информации, то даже для третьей гармоники внутрипериодной погрешности при k , например, равном 7, составляет всего лишь около 0,06 δ'_v . Это означает, что даже для датчика с $p=180$ точность выдерживания расчетного сдвига может быть на уровне $\sigma_t \approx 1,2 \div 1,5'$. Обеспечение такой точности затруднений не представляет. Погрешность определения $\xi_i(\varphi)$ обусловлена несколькими факторами:

- а) неточностью выполнения сдвигов $\frac{2\pi}{k} i$;
- б) неточностью отметки значений $\frac{2\pi}{Q} j$, при которых должна регистрироваться погрешность;
- в) дискретностью регистрирующего устройства;
- г) случайными шумами электронных устройств выделения взаимной погрешности.

Степень влияния факторов а и б зависит от величины значения крутизны характеристики погрешности по углу. Если положить, что вся погрешность датчиков определяется внутрипериодной гармоникой порядка v , то тогда максимально возможная крутизна взаимной погрешности определяется выражением

$$\left(\frac{\partial \xi}{\partial \varphi} \right)_{\max} = (\delta_v + \delta'_v) v p.$$

При средней квадратической погрешности отклонения от значения $\frac{2\pi}{Q} j$, равном σ_Q , среднее квадратическое значение вносимой погрешности

$$\sigma_\delta = \sigma_Q (\delta_v + \delta'_v) v p.$$

Если положить $\delta_v = \delta'_v$ то максимально возможная относительная средняя квадратическая погрешность определения составит

$$\sigma'_\delta = \frac{\sigma_\delta}{\delta_v} = \frac{2\sigma_Q v p}{\sqrt{k}}.$$

Допустим, проверяется датчик с $p=180$, $v=2$ и $k=7$. Тогда при $\sigma_Q = 1'$ $\sigma'_\delta = 0,079$. Обеспечение необходимой дискретности и шумов такого же уровня не представляет затруднений. Изложенный вариант допускает контроль точности вычисления характеристик погрешности. Для этого необходимо по вычисленной средней характеристике $\delta(\varphi)$ вычислить значения $\delta_i(\varphi) = \delta\left(\varphi - \frac{2\pi i}{k}\right)$,

привести их к единому началу отсчета, для каждой из полученных кривых исключить постоянную составляющую и сравнить полученные результаты. По разбросу кривых можно судить о точности вычисления $\delta(\varphi)$ и устойчивости характеристики $\delta'(\varphi)$ при развороте статора эталонного датчика.

Второй способ теоретически дает возможность вычислить точные значения характеристик погрешности обоих датчиков в точках всего лишь при одном развороте статора эталона. Обозначим неизвестные значения погрешностей датчиков через δ и δ' и известные значения результирующей погрешности — через $\xi_{W,i}$, где W — угол разворота статора эталона относительно исходного положения, выраженный в числе интервалов $\frac{2\pi}{Q}$. Для начального положения статоров можно записать систему уравнений (система W_0):

$$\left. \begin{aligned} \delta_0 - \delta'_0 &= \xi_{0,0}; \\ \delta_1 - \delta'_1 &= \xi_{0,1}; \\ &\vdots \\ \delta_{Q-1} - \delta'_{Q-1} &= \xi_{0,Q-1}. \end{aligned} \right\} \quad (96)$$

Принимаем, как и ранее,

$$\delta_0 = \delta'_0 = \xi_{0,0} = 0.$$

Развернем теперь статор второго датчика по ходу вращения роторов на угол $\frac{2\pi}{Q} W$ и вновь в начальной точке устанавливаем значение $\xi_{W,0}$ равным нулю. При этом получим следующую систему уравнений (W):

$$\delta_0 - \delta'_W + \delta'_W = \xi_{W,0};$$

$$\delta_1 - \delta'_{W+1} + \delta'_{W+1} = \xi_{W,1};$$

$$\left. \begin{aligned} \delta_{Q-W} - \delta'_0 + \delta'_W &= \xi_{W, Q-W}; \\ \delta_{Q-1} - \delta'_{W-1} + \delta'_W &= \xi_{W, Q-1}. \end{aligned} \right\} \quad (97)$$

Слагаемое δ'_W в левых частях уравнений системы обусловлено тем, что значение $\xi_{W,0}$ устанавливается равным нулю искусственно. В системах (96) и (97) $2(Q-1)$ неизвестных; уравнений также $2(Q-1)$.

Однако подробное исследование определителя систем (96)–(97) показывает, что он отличен от нуля лишь тогда, когда Q и W взаимно простые числа. В противном случае и дискриминант системы, и все определители, полученные из него заменой соответствующего столбца столбцом свободных членов, также равны нулю, т. е. система оказывается неполной. В этом случае система распадается на R не связанных между собой систем (R — наибольший общий множитель Q и W). Решение систем (96) и (97) для случая взаимно простых Q и W имеет вид

$$\delta'_i = \frac{\theta_{Wi}}{Q} \sum_{j=0}^{Q-1} (\xi_{W, j} - \xi_{0, j}) + \sum_{j=0}^{\theta_{Wi}-1} \left(\xi_{0, \text{res} \left[\frac{jW}{Q} \right]} - \xi_{W, \text{res} \left[\frac{jW}{Q} \right]} \right), \quad (98)$$

где θ_{Wi} — наименьшее, отличное от нуля целое число в ряду чисел;

$$\theta_{Win} = \frac{nQ + i}{W}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, Q-1, \quad (99)$$

$\text{res} \left[\frac{jW}{Q} \right]$ — остаток от деления jW на Q .

Таким образом, уже одного разворота статора эталона оказывается достаточным для вычисления всех значений δ_i и δ'_i . Однако при всей привлекательности описанного способа он имеет тот недостаток, что при больших Q требуется весьма высокая точность в определении значений ξ . Покажем это.

Очевидно, что, как в первом способе, при повторном измерении результирующей погрешности $(\xi_{W, i})$ значения δ_i и δ'_i во второй системе в общем случае уже не будут равны соответствующим значениям δ_i и δ'_i для первой (W_0) системы.

Это объясняется действием тех же факторов a – g , уже рассматривавшихся ранее. Можно показать, что обеспечение достаточно малой погрешности вычислений от неточности установки значений W и установки в начальное положение ($\varphi=0$), а также от случайных колебаний моментов регистрации относительно расчетных положений $\frac{2\pi}{Q} j$ для реальных датчиков не представляет технических трудностей даже при большом значении Q (порядка тысяч). Главными лимитирующими факторами оказываются фак-

торы a и g . Исследование выражения (99) показывает, что при изменении i от 0 до $Q-1$ значения θ_{Wi} , будучи упорядоченными в порядке возрастания, проходят значения от 1 до Q , поэтому выражение (98) можно представить в следующем виде:

$$\delta'_i = \frac{i}{Q} \sum_{j=0}^{Q-1} (\xi_{W, j} - \xi_{0, j}) + \sum_{j=0}^{i-1} \left(\xi_{0, \text{res} \left[\frac{jW}{Q} \right]} - \xi_{W, \text{res} \left[\frac{jW}{Q} \right]} \right), \quad (100)$$

$\chi(i)$ — некоторая целочисленная функция от i , обратная θ_{Wi} . Анализируя выражение (100), можно заметить, что в вычислении δ'_i для любого i всегда участвует $2Q$ значений ξ , причем из них $2i$ значений с весом $\left(1 - \frac{i}{Q}\right)$ и $2(Q-i)$ значений с весом i/Q . Если обозначить дисперсию погрешности определения ξ_i через D_{ξ} , то для дисперсии δ'_i получим

$$D[\delta'] = D_{\xi} \left[2i \left(1 - \frac{i}{Q}\right)^2 + 2(Q-i) \frac{i^2}{Q^2} \right]$$

и после преобразований $D[\delta'] = 2D_{\xi} i \left(1 - \frac{i}{Q}\right)$.

Таким образом, в зависимости от i вычисление производится с разной погрешностью:

$$D[\delta']_{\max} = \frac{D_{\xi} Q}{2};$$

$$D[\delta']_{\text{cp}} = \frac{D_{\xi} Q}{6}.$$

Выразим $\sqrt{D_{\xi}}$ в долях δ'_{\max} :

Тогда

$$\sqrt{D_{\xi}} = \alpha_{\delta'} \delta'_{\max}.$$

$$\sigma_{\delta_{\text{cp}}} = \alpha_{\delta'} \sqrt{\frac{Q}{6}} \delta'_{\max}$$

и относительная средняя квадратическая ошибка

$$\sigma'_{\delta_{\text{cp}}} = \alpha_{\delta'} \sqrt{\frac{Q}{6}}. \quad (101)$$

Итак, если стоит задача вычислить точность датчика, например, в 1200 точках с относительной средней квадратической погрешностью 0,05 (5%), то значение $\frac{\sigma'_{\delta_{\text{cp}}}}{\delta'_{\max}}$ должно быть не более 0,0036.

Это означает, что определение и регистрация значений ξ должны осуществляться со средней квадратической погрешностью не более 0,36% от максимального из ξ_i . Это достаточно жесткое условие, однако для датчика с погрешностью $\pm 3''$ аттестация будет выполняться со средней квадратической точностью порядка 0,15%.

Так же, как и в первом случае, способ допускает контроль точности вычисления δ_i и δ'_i .

Для этого достаточно произвести несколько разворотов статора, полученный результат усреднить, а по отклонению от среднего можно судить о точности аттестации.

Третий способ основан на том, что спектральная характеристика результирующей погрешности определенным образом изменяется при сдвиге статора одного датчика относительно статора другого.

По этому изменению можно однозначно судить о спектрах погрешности обоих датчиков.

Допустим, что в составе погрешности проверяемого датчика имеется гармоника порядка ν :

$$\delta_\nu(\varphi) = \delta_{\nu s} \sin \nu\varphi + \delta_{\nu c} \cos \nu\varphi.$$

Для эталонного датчика:

$$\delta'_\nu(\varphi) = \delta'_{\nu s} \sin \nu\varphi + \delta'_{\nu c} \cos \nu\varphi.$$

Тогда в результирующей погрешности такая же гармоника будет равна

$$\begin{aligned} \xi_\nu(\varphi) &= (\delta_{\nu s} - \delta'_{\nu s}) \sin \nu\varphi + (\delta_{\nu c} - \delta'_{\nu c}) \cos \nu\varphi = \\ &= \Delta_{\nu s} \sin \nu\varphi + \Delta_{\nu c} \cos \nu\varphi. \end{aligned} \quad (102)$$

Если статор эталонного датчика повернуть в направлении вращения роторов на угол θ , то результирующая гармоника изменится:

$$\begin{aligned} &(\delta_{\nu s} + \delta'_{\nu s} \cos \theta + \delta'_{\nu c} \sin \theta) \sin \nu\varphi + (\delta_{\nu c} + \delta'_{\nu c} \sin \theta + \\ &+ \delta'_{\nu s} \cos \theta) \cos \nu\varphi = \Delta'_{\nu s} \sin \nu\varphi + \Delta'_{\nu c} \cos \nu\varphi. \end{aligned} \quad (103)$$

Из выражений (102) и (103) получаем четыре уравнения с четырьмя неизвестными $\delta_{\nu s}$, $\delta'_{\nu s}$, $\delta_{\nu c}$, $\delta'_{\nu c}$; в качестве известных величин используются $\Delta_{\nu c}$, $\Delta_{\nu s}$, $\Delta'_{\nu c}$, $\Delta'_{\nu s}$.

Решения для $\delta_{\nu s}$ и $\delta_{\nu c}$ имеют вид

$$\begin{aligned} \delta_{\nu s} &= \frac{1}{2} \left[(\Delta_{\nu s} + \Delta'_{\nu s}) \operatorname{ctg} \frac{\theta_\nu}{2} + (\Delta'_{\nu c} - \Delta_{\nu c}) \right]; \\ \delta_{\nu c} &= \frac{1}{2} \left[(\Delta_{\nu s} - \Delta'_{\nu s}) \operatorname{ctg} \frac{\theta_\nu}{2} + (\Delta'_{\nu c} + \Delta_{\nu c}) \right]. \end{aligned}$$

Характеристика погрешности датчика определяется по формуле

$$\delta(\varphi) = \sum_{\nu=1}^{\nu_{\max}} (\delta_{\nu s} \sin \nu\varphi + \delta_{\nu c} \cos \nu\varphi), \quad (104)$$

Хотя теоретически $\delta(\varphi)$ можно получить, используя всего лишь один разворот статора эталона, практически же гармоники номеров, близких к

$$\nu = \frac{2\pi(k-1)}{\theta} \quad (105)$$

будут определены весьма грубо, так как для них значение котангенса будет большим.

Обойти указанную трудность можно лишь либо соответствующим подбором θ , если это возможно, либо используя несколько разворотов статора при различных θ , каждый раз отбрасывая решения для гармоник, удовлетворяющих условию (105).

Решения для остальных гармоник можно использовать для контроля и определения устойчивости характеристики погрешности эталона от разворота к развороту.

Рассмотрим, с какой точностью определяются амплитуды гармоник $\Delta_{\nu s}$ и $\Delta_{\nu c}$, если ординаты кривой измеряются с погрешностью δ_ξ .

Можно показать, что погрешность определения амплитуды гармонической составляющей погрешности $\sigma[\Delta_{\nu s}]$ определяется выражением

$$\sigma[\Delta_{\nu s}] = \sigma[\Delta_{\nu c}] = \sqrt{\frac{2}{Q}} D[\xi] = \sigma_\xi \sqrt{\frac{2}{Q}}.$$

Таким образом, амплитуды гармоник вычисляются тем точнее, чем больше число точек измерения.

Заметим, что при вычислении δ по формуле (104) мы вновь проиграем в точности, и если при этом использовать все гармоники до порядка Q , то получим, естественно, такую же ошибку в определении δ , как и во втором способе.

Однако теперь мы имеем возможность при вычислении $\delta(\varphi)$ использовать лишь наиболее выделяющиеся гармоники погрешности и тем самым улучшить точность вычисления $\delta(\varphi)$.

Рассмотрим вкратце вопрос о технической реализации сравнительных методов аттестации.

Наиболее ответственным звеном устройства является узел выделения результирующей погрешности.

При использовании дискриминаторов, фильтров и усилителей необходимо позаботиться о необходимой линейности и стабильности их характеристик в зоне рабочих значений ξ , а также уровне шума и необходимых динамических качествах.

В качестве регистрирующих устройств могут быть использованы цифровые вольтметры, имеющие цифровой выход (например, вольтметр Щ 14-12, с относительной точностью 10^{-4} , скоростью до 50 преобразований в секунду и выходом в десятичном коде и стандартные перфораторы типа ПЛ-80 или ПЛ-150. Возможна также запись на магнитную ленту и иные носители информации. В качестве командного устройства может использоваться датчик меток, установленный в кинематической цепи привода роторов датчиков.

Если редуктор привода выполнить на колесах 4-й категории точности, среднее квадратическое значение погрешности отметки углов будет не более $30-40''$.

Несмотря на сравнительно большой объем вычислений, машинное время для современных ЭВМ составляет всего лишь единицы или десятки секунд.

В программе обработки данных может быть предусмотрено получение различных данных: спектральных характеристик погрешности, статистических характеристик и т. д.

Подведем итоги по рассмотренным методам сравнительной аттестации круговых индуктосинов.

1. При использовании сравнительных методов аттестации особо точных датчиков угла, в том числе индуктосинов, обеспечение точности измерений достигается за счет электронной аппаратуры, причем благодаря действию законов статистики требуемая точность электронных и механических устройств оказывается относительно низкой.

2. Сравнительные методы позволяют автоматизировать процесс аттестации, а использование ЭВМ для обработки данных существенно повышает производительность труда при проведении измерений как при исследовательских работах, так и в производственных условиях.

3. Рассмотренные методы позволяют оценивать точность аттестации и устойчивость характеристик погрешности используемых датчиков.

Поскольку использование сравнительных методов аттестации с разделением погрешностей эталона и испытуемого датчика при их точностях порядка $\pm 0,5 \div \pm 1''$ является по существу единственно реальной возможностью точной аттестации таких датчиков, можно полагать, что они найдут широкое применение.

20. ЭЛЕМЕНТЫ РАСЧЕТА И ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОСИНА

Основным содержанием расчета индуктосина является определение технологических допусков, обеспечивающих необходимую точность измерения угла.

Точные измерения угла с помощью индуктосина лишь сравнительно недавно вошли в практику приборостроения; по конструкции обмоток датчика появляются все новые решения, расширяющие его метрологические возможности, поэтому предлагаемые ниже примеры расчета следует рассматривать лишь как первую попытку разработки обоснованной методики проектирования.

Индуктосин является хотя и главной, но только лишь частью измерительной системы, поэтому при его проектировании необходимо учитывать возможности измерительной схемы, которая может быть различной в зависимости от условий эксплуатации, элементной базы и других соображений.

Типовое задание на проектирование индуктосина с конструкцией типа раздельной сборки для измерительной системы должно включать в себя:

1. Требуемую предельную погрешность измерения угла, рад.
2. Характеристику посадочного места для индуктосина, обеспечиваемую потребителем:
 - а) радиальное биение вала, мм;
 - б) отклонение оси вала от оси вращения, рад;
 - в) перпендикулярность оси вращения посадочной поверхности для статора, рад.

3. Погрешность измерения аналоговой величины, вносимую измерительной схемой и выраженную в электрических радианах, **д.э.р.** При задании только этих трех параметров датчик всегда реализуем при самой простейшей схеме обмоток, однако полученные в результате расчета его габаритные размеры могут оказаться неприемлемыми, поэтому задание может включать в себя ограничение по предельно допустимому внешнему диаметру. В качестве ограничения может служить также предельно допустимая точность выполнения обмоток и уровень неплоскостности.

Результатами проектировочного расчета должны являться: а) тип обмоток; б) число пар полюсов; в) внешний и внутренний диаметры обмоток; г) зазор между обмотками; д) допуски на угловые размеры обмоток; е) допуск на неплоскостность токоведущих слоев; ж) требования к источнику высокочастотного питания; з) параметры выходного сигнала.

Экспериментальные исследования индуктосинов с секторными обмотками показали, что если считать измеряемый угол случайной величиной, то центрированная функция плотности вероятности распределения погрешностей с достаточной точностью может быть представлена в виде

$$p(x) = \frac{1}{\delta_m} \cos^2 \frac{\pi x}{2\delta_m} \quad \text{при } -\delta_m < x < \delta_m; \quad (106)$$

$$p(x) = 0 \quad \text{при } -\delta_m \geq x \geq \delta_m;$$

здесь $2\delta_m$ — поле погрешности индуктосина.

При установке датчика на изделие ротор и статор датчика в условном нулевом положении вала обычно ориентированы произвольно, причем этот угол случайный и распределен равномерно в диапазоне 0— 2π . Тогда погрешность при измерении угла датчиком будет иметь вид

$$\delta(\theta) = \delta(\theta_0) - \delta(\theta - \theta_0),$$

где θ_0 — произвольный случайный угол ротора относительно статора в нулевом положении вала; θ — измеряемый угол; $\delta(\theta)$ — функция погрешности датчика.

Если рассматривать измеряемый угол θ , также как случайную величину, равномерно распределенную на угле 2π , то закон распределения погрешности измерения по множеству реализаций и измерений может быть определен как композиция двух одинаковых законов измерений вида (106).

Проделав необходимые выкладки и решив уравнение $q'(y) = 0,9973$, где $q'(y)$ композиция двух законов (106), получим, что $y_{3\sigma} = 1,326 \delta_m$. Это означает, что с вероятностью 0,9973 предельная аналоговая погрешность измерения угла с помощью произвольно установленного индуктосина составляет 0,663 его поля погрешности.

Среднеквадратическое значение погрешности составит примерно $1,326 \delta_m / 3 = 0,442 \delta_m$, а дисперсия — $0,195 \delta_m^2$.

В подавляющем большинстве случаев индуктосин используется для цифровых преобразователей угол—код. При измерении угла с помощью преобразователя возможны два случая.

В первом из них в условно нулевом положении вала преобразователь тем или иным способом устанавливается так, что нулевое значение угла соответствует середине разряда.

Поскольку периоды аналоговой погрешности неизмеримо больше, чем периоды погрешности от дискретности и последняя имеет треугольный характер распределения, предельную погрешность измерения угла преобразователем можно определить примерно так:

$$\delta_{\text{пред}} = 1,326\delta_m + 0,5h_g. \quad (107)$$

(h_g — дискретность преобразователя).

Во втором случае при произвольной установке преобразователя в начальном положении эта же погрешность выразится так:

$$\delta_{\text{пред}}^* = 1,326\delta_m + h_g. \quad (108)$$

Поле инструментальной погрешности индуктосина в функции технологических погрешностей можно определить лишь приближенно — в связи со случайным характером технологических погрешностей. Приближенно можно полагать, что

$$2\delta_m = \delta_{\text{эксц}} + \sqrt{\delta_{\text{нв}}^2 + \delta_{\text{непл}}^2 + \delta_{\text{вг}}^2 + \delta_{\text{дм}}^2 + \delta_{\text{нав}}^2}. \quad (109)$$

где $\delta_{\text{эксц}}$ — погрешности эксцентриситета и торцового биения; $\delta_{\text{нв}}$ — погрешности, обусловленные неточностью выполнения обмоток по углу; $\delta_{\text{непл}}$ — погрешности от неплоскостности токопроводящих слоев; $\delta_{\text{вг}}$ — погрешности от высших пространственных гармоник; $\delta_{\text{дм}}$ — дополнительная погрешность эксцентриситета, обусловленная секторностью обмоток; $\delta_{\text{нав}}$ — погрешность, обусловленная паразитными наводками.

Значение $\delta_{\text{эксц}}$ не включено под знак радикала, так как эта погрешность имеет период 2π , в то время как все остальные составляющие имеют периоды не более чем π/p .

Дадим вначале пример поверочного расчета индуктосина, который приходится проводить, если основные параметры датчика — число пар полюсов, внешний и внутренний диаметры обмоток по тем или иным причинам уже определены, а параметры посадочного места и технологические возможности производства известны. Поверочный расчет может проводиться также после проектировочного расчета для уточнения величин погрешности. Расчет сводится к определению предельной инструментальной погрешности.

Пример 1 (поверочный расчет). Исходные данные. Индуктосин с $p=180$; $D=100$ мм; $d=60$ мм; $h_a=0,15$ мм; число секторов в фазе $N=24$; радиальные эксцентриситеты $e=0,01$ мм; торцовый перекос обмоток на среднем диаметре обмотки $t=0,01$ мм; 24-я гармоника функции неплоскостности, приведенная к среднему диаметру на роторе и статоре $0,2$ мкм; предельная погрешность выполнения обмоток по средним линиям проводников и их ширины $30''$; секторная обмотка распределена на угле 90 эл. град; просвет между проводниками имеет форму сектора; допуск на угловую ширину — $20''$; погрешность, обусловленная наводками, $\delta_{\text{нав}}=1''$. Определить предельную инструментальную погрешность измерения угла.

1. Погрешность $\delta_{\text{эксц}}$.

По формуле (66) получаем

$$\delta_{\text{эксц}} = 2p\eta\chi = \frac{32pet}{(D+d)^2} = \frac{32 \cdot 180 \cdot 0,01 \cdot 0,01}{160^2} = 2,25 \cdot 10^{-5} \text{ рад} \approx 4,5''.$$

2. Погрешность $\delta_{\text{нп}}$.

По формулам (76) коэффициенты интегрального эффекта

$$\chi_y = \sqrt{p} S_{y\text{сект}}(k_h, S); \quad \chi_e = \sqrt{p} S_{e\text{сект}}(k_h, S).$$

Определяем S, k_h :

$$S = 2p/N = 2 \cdot 180/24 = 15; \quad k_h = \frac{4ph_a}{D+d} = \frac{4 \cdot 180 \cdot 0,15}{160} = 0,49.$$

По кривым $S_{y\text{сект}}$ и $S_{e\text{сект}}$ (см. рис. 69) имеем

$$S_{y\text{сект}} = 0,63; \quad S_{e\text{сект}} = 0,61.$$

Отсюда $\chi_y = \sqrt{180 \cdot 0,63} = 8,5$; $\chi_e = \sqrt{180 \cdot 0,61} = 8,2$. Получаем

$$\delta_{\text{нв}} = \frac{10''}{8,5} + \frac{10''}{8,2} = 1,17 + 1,22 = 2,39''.$$

3. Погрешность от неплоскостности токопроводящих слоев. По формуле (83) имеем

$$\delta_{\text{непл1}} = \frac{4(p \pm N) \Delta h_{\text{эл}N}}{p(D+d)} e^{\mp \frac{4Nh_a}{D+d}};$$

$$\delta_{\text{непл2}} = \frac{4(p \pm N) \Delta h_{\text{эв}N}}{p(D+d)} e^{\mp \frac{4Nh_a}{D+d}}.$$

Определяем знаки:

для $p=180$ и $N=24$ имеет место равенство $2p=N(4l-1)$, т. е.

$$2 \cdot 180 = 4 \cdot 24 - 24,$$

поэтому знаки в формулах — плюс, в экспонентах — минус.

Имеем

$$\delta_{\text{непл1}} = \delta_{\text{непл2}} = \frac{4(180+24)0,2 \cdot 10^{-3}}{180(100+60)} e^{-\frac{4 \cdot 24 \cdot 0,15}{160}} \approx 0,6 \cdot 10^{-5} \text{ рад}.$$

Получаем $\delta_{\text{непл}} \approx \sqrt{2 \cdot 0,60 \cdot 10^{-5}} = 0,84 \cdot 10^{-5} \text{ рад} = 1,74''$.

4. Погрешность от высших гармоник.

Определяем по кривой (см. рис. 58)

$$H_{\xi} = \frac{4ph_a}{D} = \frac{4 \cdot 180 \cdot 0,15}{100} = 0,67.$$

Для $H_{\xi} = 0,67$ $\Delta e/\delta_a = 45$.

Поскольку $\Delta\epsilon=30''$,

$$\delta_3 = \frac{30''}{45} = 0,67''.$$

5. Дополнительная погрешность от монтажа. По формулам (70) и (71), полагая $\gamma_p - \gamma_c = \pi$ (наихудший вариант), получим:

$$\delta_a = 2p\eta_p\eta_c \sin \frac{\pi}{2N} = 180 \cdot 32 \frac{0,01 \cdot 0,01}{160^2} \sin \frac{\pi}{48} \approx 0,29'';$$

$$\delta_\phi = \delta_a = 0,29'';$$

$$\delta_{\text{дм}} \approx \sqrt{2} \cdot 0,29 = 0,41''.$$

В результате имеем

$$2\delta_m = 4,5'' + \sqrt{2,39^2 + 1,74^2 + 0,67^2 + 0,41^2 + 1^2} = 7,7''.$$

С вероятностью 0,9973 при произвольной установке датчика инструментальная составляющая погрешности измерения не превысит

$$\delta_{\text{пред}} = 0,63 \cdot 7,7'' = 4,85''.$$

Для индуктосина с бессекторными обмотками в формуле (109) следует принять

$$\delta_{\text{нв}} = \delta_{\text{непл}} = \delta_{\text{дм}} \approx 0.$$

При проектировочном расчете индуктосина наиболее важным является вопрос выбора числа пар полюсов.

Как следует из теории технологических погрешностей, при увеличении числа пар полюсов возрастают погрешности, обусловленные эксцентриситетом и перекосом обмоток, однако одновременно уменьшаются погрешности, обусловленные, например, неточностью выполнения обмоток по углу. Кроме этого, при увеличении числа пар полюсов увеличивается масштаб преобразования и уменьшаются погрешности, обусловленные неточностью измерения угла в электрических радианах.

Может быть предложено по крайней мере три критерия оптимального числа пар полюсов.

1. Критерий минимума погрешности, обусловленной паразитной наводкой.

Поскольку при изменении p конфигурация обмотки почти не меняется, можно полагать, что ЭДС, обусловленные паразитными связями, не зависят от p . Обозначим коэффициент паразитной взаимной индукции через $M_{\text{п}}$; тогда паразитная ЭДС будет равна

$$E_{\text{п}} = \omega I M_{\text{п}}, \quad (110)$$

где I — ток возбуждения; ω — частота тока возбуждения. Для максимальной полезной ЭДС, как следует из формулы (48), можно записать

$$E_m \sim \omega I p e^{\frac{-4\rho h_3}{D+d}} \quad (111)$$

(мы положили $q \sim p$).

Погрешность от наводки составляет

$$\delta_{\text{н}} = \frac{2}{p} \frac{E_{\text{п}}}{E_m}. \quad (112)$$

Подставляя в формулу (112) $E_{\text{п}}$ и E_m из формул (110) и (111), получим

$$\delta_{\text{н}} \sim \frac{1}{p^2} e^{\frac{4\rho h_3}{D+d}}.$$

Решив уравнение $\frac{\partial \delta_{\text{н}}}{\partial p} = 0$, получим

$$p_{\text{опт1}} = \frac{D+d}{2h_3}.$$

Так, при $D=100$ мм, $d=60$ мм, $h_3=0,15$ мм получим $p_{\text{опт1}}=530$.

2. Критерий минимума инструментальной погрешности.

Как следует из формул для $\delta_{\text{эксц}}$, $\delta_{\text{нв}}$, $\delta_{\text{непл}}$, составляющих наибольший удельный вес в общей погрешности, только $\delta_{\text{эксц}}$ и $\delta_{\text{нв}}$ имеют достаточно выраженные зависимости от p . Составим выражение для суммы $\delta_{\text{эксц}} + \delta_{\text{нв}}$ и потребуем ее минимума в функции p .

Если считать погрешности, обусловленные вариацией средней линии и вариацией ширины проводника взаимонезависимыми, то получим:

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\text{эксц}} + \delta_{\text{нв}} = \frac{2pet}{R_{\text{ср}}^2} + \sqrt{\left(\frac{3\sigma_{\gamma}}{\sqrt{p}S_{\gamma}}\right)^2 + \left(\frac{3\sigma_{\epsilon}}{\sqrt{p}S_{\epsilon}}\right)^2},$$

здесь σ_{γ} и σ_{ϵ} — средние квадратические погрешности выполнения обмотки (см. п. 12).

Полагая S_{γ} и S_{ϵ} мало зависящими от p (при $k_h < 1 \div 1,5$ для $S \geq 15$ это допущение близко к истине), получим, решив уравнение $\frac{\partial \delta_{\Sigma}}{\partial p} = 0$,

$$p_{\text{опт2}} = \sqrt[3]{\frac{9}{16} \frac{R_{\text{ср}}^4}{e^2 t^2} \left(\frac{\sigma_{\gamma}^2}{S_{\gamma}^2} + \frac{\sigma_{\epsilon}^2}{S_{\epsilon}^2} \right)}. \quad (113)$$

Так, при $D=100$ мм, $d=600$ мм; $e=0,01$ мм, $t=0,01$ мм, $\sigma_{\gamma} = \sigma_{\epsilon} = 10''$, получим, положив $S_{\gamma \text{ сект}} = S_{\epsilon \text{ сект}} = 0,6$,

$$p_{\text{опт2}} = 48.$$

3. Критерий минимума погрешности с учетом измерения.

Положим, что мы имеем возможность измерять угол с точностью L эл. рад (например, фазу сигнала). Учитывая только погрешность эксцентриситета, получим

$$\delta_{\Sigma} = \frac{2pet}{R_{\text{ср}}^2} + \frac{L}{p}. \quad (114)$$

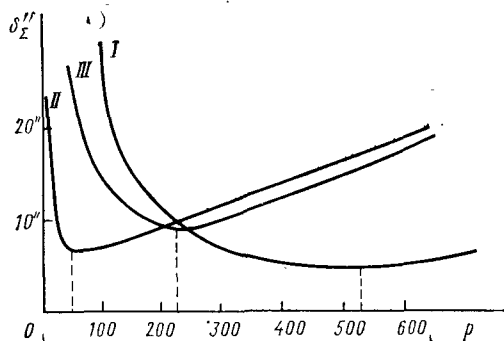


Рис. 89. Погрешность в функции p

Отсюда

$$p_{\text{опт}} = R_{\text{ср}} \sqrt{\frac{L}{2te}}, \quad (115)$$

а

$$\delta_{\Sigma \min} = \frac{2 \sqrt{2Let}}{R_{\text{ср}}}. \quad (116)$$

Так, при $D=100$ мм, $d=60$ мм, $L=20$ эл. мин, $e=0,01$ мм и $t=0,01$ мм получим $p_{\text{опт}}=215$, а $\delta_{\Sigma \min}=10,9''$.

Мы получили для датчика одного и того же габарита три значения $p_{\text{опт}}$, резко отличающиеся друг от друга.

Выбор того или иного критерия определяется условиями эксплуатации или назначением датчика. Очевидно, первый критерий применим, если центровка обмоток близка к идеальной; второй критерий — если имеется возможность измерять угол в электрических радианах с неограниченно большой точностью (например, с помощью неоднократных измерений и статистической обработки); третий — при наличии ограничений по точности преобразования сигналов индуктосина, его диаметру и точности монтажа на изделии.

На рис. 89 показаны кривые результирующей погрешности в функции p для рассмотренных трех случаев. Кривые вычислены для датчика с $D=100$ мм; $d=60$ мм; $h_a=0,15$ мм; $\sigma_e=\sigma_p=10''$, $e=t=0,01$ мм; значение L принято равным 20 эл. мин. Номер кривой соответствует номеру критерия; для кривой I погрешность выражена в условных единицах. Как следует из рис. 89, экстремумы функций неярко выраженные, что дает достаточную свободу в выборе числа p .

Приводим пример проектировочного расчета без ограничений по габаритным размерам датчика и точности изготовления обмоток.

Пример 2. (Полный проектировочный расчет). Спроектировать датчик для измерительной следящей системы с приемником ВТ-5, имеющим точность $2''$ ($5,8 \cdot 10^{-4}$ рад). Тип конструкции — раз-

дельная сборка. Параметры посадочного места: эксцентриситет вала $0,01$ мм; отклонение оси вала от оси вращения $35''$ ($1,7 \times 10^{-4}$ рад); неперпендикулярность плоскости посадочного места статора оси вращения $35''$ ($1,7 \cdot 10^{-4}$ рад); предельная погрешность измерения должна составлять не более $3''$.

1. Определяем допустимое поле погрешности измерения

$$2\delta_m = \frac{3''}{0,63} = 4,8''.$$

2. Задаемся суммарной погрешностью монтажа и измерения $2,5''$ ($1,41 \cdot 10^{-5}$ рад). Полагаем, что радиальный эксцентриситет обмотки равен $0,01$ мм.

3. Из формулы (116), учитывая, что $t=\kappa R_{\text{ср}}$, имеем

$$\delta_{\Sigma \min} = 2 \sqrt{\frac{2\kappa eL}{R_{\text{ср}}}}.$$

Подставляя κ , e , L и $\delta_{\Sigma \min}=1,41 \cdot 10^{-5}$ рад,

получим, что $R_{\text{ср}}=56$ мм.

4. Определим число пар полюсов.

Из формулы (115) имеем ($t=\kappa R_{\text{ср}}$)

$$p_{\text{опт}} = 56 \sqrt{\frac{5,8 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 0,01 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4} \cdot 56}} = 95.$$

Выбираем $p=100$.

5. Определяем погрешность монтажа

$$\delta_{\text{экс}} = 2p \frac{\kappa e}{R_{\text{ср}}} = \frac{2 \cdot 100 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4}}{56} = 6,2 \cdot 10^{-6} \approx 1,3''.$$

6. Определяем суммарные технологические погрешности за вычетом погрешности эксцентриситета.

Из формулы (109) следует

$$4,8'' = 1,3'' + \sqrt{\delta_{\text{нв}}^2 + \delta_{\text{непл}}^2 + \delta_{\text{вг}}^2 + \delta_{\text{дм}}^2 + \delta_{\text{нав}}^2}$$

и

$$\delta_{\text{нв}}^2 + \delta_{\text{непл}}^2 + \delta_{\text{вг}}^2 + \delta_{\text{дм}}^2 + \delta_{\text{нав}}^2 = 12.$$

Полагаем, что каждое из трех последних составляющих имеют значения вдвое меньшие, чем первые два (обеспечить их проще). Тогда получим

$$\delta_{\text{нв}} = \delta_{\text{непл}} = 2,1'';$$

$$\delta_{\text{вг}} + \delta_{\text{дм}} = \delta_{\text{нав}} = 1,05''.$$

7. Задаемся зазором $h_a=0,25$ мм (учитывая сравнительно большие размеры датчика и малое p).

8. Определяем k_h и H_{Σ}

$$k_h = \frac{ph_a}{R_{\text{ср}}} = \frac{100 \cdot 0,25}{56} = 0,445.$$

Задаемся $\xi=0,7$.

$$\text{Тогда } D = \frac{2D_{\text{ср}}}{1+\xi} = 132 \text{ мм};$$

$$d = 132 \cdot 0,7 = 92 \text{ мм},$$

$$\text{поэтому } H_{\xi} = \frac{2\rho h_{\xi}}{D} = \frac{2 \cdot 100 \cdot 0,25}{132} = 0,379.$$

Поскольку $H_{\xi} < 0,7$, принимаем конфигурацию проводника в форме сектора и $e_p=2/3$ $e_c=2/5$. Для дополнительного подавления третьей и пятой гармоник секторную двухфазную обмотку выполняем с распределением на угле 90° . При этом $k_{p3} \approx 0,3$ и $k_{p5} \approx 0,2$. По графику (см. рис. 58) определяем для $H_{\xi}=0,379$ $\Delta e/\delta_3=26$.

Поскольку $\delta_3=1,1''$, а $k_{p3}=0,3$,

$$\text{то } \Delta e = \frac{26 \cdot 1,1''}{0,3} = 95''.$$

Выбираем допуск на угловую ширину проводника $1'$.

9. Определяем минимально возможное число секторов обмотки N из условия $\delta_{\text{дм}} \leq 1,1''$.

$$\delta_{\text{дм}} = 2 \sqrt{2} \rho \eta_p \eta_c \sin \frac{\pi}{2N} = 2 \sqrt{2} \cdot 100 \frac{0,01^2}{56^2} \sin \frac{\pi}{2N} < 0,54 \cdot 10^{-5}.$$

$$\text{Отсюда } \sin \frac{\pi}{2N} < 0,6 \text{ и } N \geq 4.$$

$2p=200=2^3 \cdot 5 \cdot 5$, поэтому минимально возможное число секторов симметричной распределенной обмотки равно 8. Выбираем $N=8$.

10. Определяем допуск на случайную погрешность ширины проводника и положение средней линии проводника. В соответствии с выражением (76)

$$\chi_{\gamma} = \sqrt{\rho} S_{\gamma \text{ сект}}; \quad \chi_e = \sqrt{\rho} S_{e \text{ сект}}.$$

Из графика (см. рис. 69) для $S = \frac{200}{8} = 25$ получаем для $k_h = 0,445$, $S_{\gamma \text{ сект}} = 0,63$, $S_{e \text{ сект}} = 0,61$. Имеем $\chi_{\gamma} = \sqrt{100 \cdot 0,63} = 6,3$; $\chi_e = \sqrt{100 \cdot 0,61} = 6,1$.

Полагая погрешности исполнения σ_{γ} и σ_e одинаковыми, получим

$$\delta_{\text{нв}} = \frac{3\sigma}{\sqrt{\chi_{\gamma}^2 + \chi_e^2}},$$

откуда

$$3\sigma = 1,1 \sqrt{6,3^2 + 6,1^2} = 19,6 \approx 20''.$$

Итак, допуск на вариацию ширины проводника и положение его средней линии равен $20''$.

11. Определяем допуск на неплоскостность.

Используем формулы (83). Для $p=100$ и $N=8$ имеет место соотношение $2p=N(4l+1)$, т. е. $2 \cdot 100=4 \cdot 8+8$, поэтому знаки в формулах — минус, в экспонентах — плюс. Получаем

$$\delta_{\text{нпл}} = \frac{4 \sqrt{2} (p-N) \Delta h_{\text{эс}}}{\rho (D+d)} e^{\frac{4N h_{\xi}}{D+d}} < 2,2'' = 1,07 \cdot 10^{-5}.$$

Отсюда получаем $\Delta h_{\text{эс}} < 4,6 \cdot 10^{-3}$ мм.

Итак, все необходимые технологические допуски определены.

12. Расчет выходной ЭДС (48):

а) число витков в фазе

$$p/2N = \frac{100}{2 \cdot 8} = 6,25,$$

поэтому

$$q = 6 \cdot 8 = 48;$$

б) сечение проводника однофазной обмотки

$$S_{\text{пр}} = \frac{\pi D_{\text{ср}} e_1 \Delta}{2\rho}.$$

Выбираем фольгу с $\Delta=0,05$ мм.

Тогда

$$S_{\text{пр}} = \frac{\pi \cdot 112 \cdot 0,667 \cdot 0,05}{200} = 0,059 \text{ см}^2.$$

Плотность тока возбуждения следует выбирать в пределах $8-15$ А/мм². Взяв $j=10$ А/мм², получим $I=0,59$ А.

в) Частоту тока возбуждения берем $f=10$ кГц;

г) коэффициент распределения для первой гармоники k_{p1} берем из табл. 1. Для $\alpha_N=90^\circ$ $k_{p1}=0,90$ получаем

$$E_{\Phi_m} = 1,38 \cdot 10^{-8} \cdot 0,59 (13,2 - 9,2) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 48 \times \\ \times \frac{4 \cdot 100 \cdot 0,25}{224} = 9,2 \text{ мВ}.$$

13. Сопротивление обмотки возбуждения.

Из формулы (56)

$$R_1 = \frac{2 \cdot 100^2 \cdot 0,0175 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 0,667 \cdot 0,005} \ln 0,7 = 1,18 \text{ Ом}.$$

14. Сопротивление фазы двухфазной обмотки (57)

$$R_2 = \frac{2 \cdot 100 \cdot 48 \cdot 0,0175 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 0,8 \cdot 0,005} \ln 0,7 = 0,384 \text{ Ом}.$$

15. Напряжение источника питания

$$U_{\text{пит}} = I R_1 = 1,18 \cdot 0,59 \approx 0,7 \text{ В}.$$

16. Потребляемая мощность

$$P = 0,59 \cdot 1,18 = 0,41 \text{ Вт.}$$

Приводим пример расчета с ограничением внешнего диаметра.

Пример 3. Дано: 1. Предельная требуемая погрешность индукто-фазовращателя $\delta_{\text{пред}} = 2'' (1 \cdot 10^{-5} \text{ рад})$.

2. Характеристики посадочного места:

а) радиальный эксцентриситет вала $e_p = 0,02 \text{ мм}$;

б) отклонение оси вала от осн вращения $\kappa_p = 5 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$;

в) перпендикулярность посадочного места статора $\kappa_c = 5 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$.

3. Погрешность измерения фазы $L_{\text{изм}} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$.

4. Максимально допустимый диаметр $D = 120 \text{ мм}$.

Решение.

1. Задаемся суммарной погрешностью монтажа и измерения $1,6'' (0,8 \cdot 10^{-5} \text{ рад})$.

2. Полагаем, что радиальный эксцентриситет обмотки статора минимален $e_c = 0,002 \text{ мм}$.

3. Из выражения (116) имеем

$$\delta_{\Sigma \min} = 2 \sqrt{\frac{\gamma (\kappa_p e_c + \kappa_c e_p) L_{\text{изм}}}{R_{\text{ср}}}};$$

здесь $\kappa_p = 5 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$; $\kappa_c = 5 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$; $e_p = 0,02 \text{ мм}$; $e_c = 0,002 \text{ мм}$; $L_{\text{изм}} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$; $\delta_{\Sigma \min} = 0,8 \cdot 10^{-5} \text{ рад}$.

Отсюда $R_{\text{ср}} = 187 \text{ мм}$.

4. Определим требуемый средний радиус.

Полагаем $\xi = d/D = 0,7$

$$R_{\text{ср.треб}} = \frac{1 + \xi}{2} D = \frac{1 + 0,7}{4} 120 = 51 \text{ мм.}$$

5. Полученное значение $R_{\text{ср}} = 187 \text{ мм}$ превосходит предельно допустимое в 3,67 раза, поэтому обычное решение неприемлемо. Применяем разделенную торцовую систему. Погрешность монтажа разделенной торцовой системы и обычной системы связывает коэффициент

$$k_r = 1 - \frac{4}{\alpha_R^2} \sin^2 \frac{\alpha_R}{2}.$$

Решая уравнение

$$1 - \frac{4}{\alpha_R^2} \sin^2 \frac{\alpha_R}{2} = 1/3,67.$$

получим

$$\alpha_R = 110^\circ.$$

Итак, задача решается применением разделенной торцовой системы с центральным углом диаметрально противоположащих секторов 110° . Используем обмотку с полным интегральным эффектом, для чего разделим приемную обмотку на четыре сектора по 90° каждый при этом $k_r = 0,19$.

6. Определим число пар полюсов

$$p_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{LR_{\text{ср}}}{k_r (\kappa_p e_c + \kappa_c e_p)}} = 89.$$

Округляя, получим $p = 90$.

Расчет остальных допусков повторяет уже изложенное в примере 2. Приводим пример расчета допуска на угловые размеры в бессекторной обмотке с полным интегральным эффектом.

Пример 4. Назначить допуск на отклонение средней линии проводника от расчетного положения для датчика с $p = 360$; $D = 180 \text{ мм}$, $d = 120 \text{ мм}$, $h_s = 0,3$, $m = 2$ (обмотка бессекторная), исходя из предельно допустимой погрешности от этого фактора $0,2''$.

Имеем $3\sigma_\delta = 0,2''$; $\sigma_\delta = 0,067''$.

$$k_h = \frac{4 \cdot 360 \cdot 0,3}{300} = 1,44,$$

$k_h = 1,44$ соответствует $S_\gamma = 2,4$ (см. рис. 67, верхняя кривая).

Искомая средняя квадратическая технологическая погрешность $\sigma_\delta = \sigma_\gamma / \chi_\gamma = 0,2'' = 3,25 \cdot 10^{-7} \text{ рад}$.

$$\text{Но } \chi_\gamma = \sqrt{\frac{p}{m}} \frac{S_\gamma}{\sigma_\gamma p}, \text{ отсюда}$$

$$\sigma_\gamma = \sqrt{\frac{\sigma_\delta S_\gamma}{\chi_\gamma m p}} = \sqrt{\frac{3,25 \cdot 10^{-7} \cdot 2,4}{\sqrt{2 \cdot 360}}} = 1,34 \cdot 10^{-4}.$$

Искомый допуск $4 \cdot 10^{-4} \text{ рад} = 82''$.

Заметим, что при секторной обмотке такой допуск вызвал бы погрешность не менее $7,2 \text{ с}$.

1. Андреев Э. В. Исследование технологических погрешностей индуктосина. Автореферат диссертации на соискание степени канд. техн. наук, МИРЭА, 1972, 19 с.
2. Артюхов Е. А. Фазовращатель. Авт. свид. № 274687. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1970, № 21.
3. Бычтин Д. А., Гольдман И. Я. Поворотный индуктосин. Л., «Энергия», 1969, 100 с.
4. Васильев В. Н., Барменков С. Я. Индукционный фазовращатель. — В кн.: Элементы цифровых систем управления. Л., «Наука», 1971, с. 182—197.
5. Волнянский В. Н., Володин В. Н., Сафонов Л. Н. Преобразователь перемещение — код. Авт. свид. № 409258. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 48.
6. Индукционный датчик. Авт. свид. № 372620. — «Открытия изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 13. Авт.: В. Н. Волнянский, А. А. Митерев, В. И. Орлов, Л. Н. Сафонов.
7. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1970, 400 с.
8. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. Л., «Энергия», 1974, 184 с.
9. Вопросы теории линейного индуктосина. Труды МИРЭА, вып. 62, М., 1972, с. 44—51. Авт.: А. В. Корицкий, Л. Н. Сафонов, В. С. Алексеев, А. М. Суриков.
10. Косинский А. В. Преобразователь угла в код с компенсацией погрешности. Труды МИЭМ, вып. 2, М., 1966, с. 50—56.
11. Курахтанов Г. И., Москалев А. И., Тараев В. Ф. Способ преобразования угла в цифровой код. Авт. свид. № 317090. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1971, № 30.
12. Народицкий Е. И. Устройство для точной дистанционной передачи угла, авт. свид. № 222201. — «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1968, № 22.
13. Пугачев В. С. «Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления». М., Физматгиз, 1960, 659 с.
14. Русаков Л. Г., Сафонов Л. Н. Преобразователь перемещение — код. Авт. свид. № 485482. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1975, № 35.
15. Самойленко Б. Ф. Расчет индуктосина методом комплексного магнитного потенциала. — В сб. статей АН СССР: — Бесконтактные электрические машины, VIII. Рига, 1969, с. 79—86.
16. Сафонов Л. Н. Исследование прецизионных датчиков угла на торцевых печатных обмотках. Автореферат диссертация на соискание степени канд. техн. наук. М., МЭИ, 1963, 19 с.
17. Сафонов Л. Н. Вопросы теории воздушных индуктивных датчиков угла на торцевых печатных обмотках. — «Автоматика и телемеханика», 1962, № 10, с. 1334—1342.
18. Сафонов Л. Н. Интегральный эффект в многополюсных датчиках угла. — «Электричество», 1975, № 5, с. 56—60.
19. Сафонов Л. Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности. — «Электричество», 1971, № 5, с. 63—66.
20. Сафонов Л. Н. Фазовращатель. Авт. свид. № 279371. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1970, № 26.
21. Солтык В. Я., Кабков Г. Я. Измерительные преобразователи в современных и перспективных системах программного управления станками. — В сб.: «Числовое программное управление технологическим оборудованием». Киев, «Техника», 1974, с. 15—21.
22. Finden H. J., Horlock B. A. The Inductosin and its Application. Journal of Brit. IRE, 1957, July.
23. Tripp R. W., Winget J. L. Position Measuring Transformer пат. США № 2799835.
24. Tripp R. W., Winget J. L. Rotary Position Measuring Transformer пат. США № 2644802.
25. Multilayer Winding for Position Measuring Transformers пат. США № 3441888.
26. Schmia H. K. An Electronics Design Practical Guide for Synchro-to-Digital Converters. — «Electronics Design», 1970, No. 6—8.
27. Tripp R. W., Geller R. Z. Position Measuring Transformer Having Multiple Independent Sections. Пат. США № 3567 984.

Предисловие	3
Условные обозначения	5
ГЛАВА I. Круговой индуктосин и устройства на его основе	7
1. Общие сведения. Обмотки	7
2. Следящие системы на основе индуктосина	15
3. Индуктосин в режиме измерительного фазовращателя	28
4. Помехоустойчивость устройств с индуктосином	58
5. О преобразователях угол — код	60
ГЛАВА II. Электромагнитный расчет индуктосина	62
6. Расчет воздушного кругового индуктосина	62
7. Индуктосин с магнитопроводом	66
8. Емкостные связи между обмотками	71
9. Основные параметры обмоток. Многослойные обмотки	75
10. Высшие пространственные гармоники	77
ГЛАВА III. Технологические погрешности кругового индуктосина	83
11. Источники погрешностей	83
12. Погрешности монтажа	83
13. Погрешности угловых размеров обмоток. Интегральный эффект	92
14. Погрешности, обусловленные неплоскостью токопроводящих слоев	98
15. Технологические погрешности кругового индуктосина с бессекторными и многослойными обмотками	102
ГЛАВА IV. Конструкция и технология производства	110
16. Конструкция круговых индуктосинов	110
17. Конструкция обмоток и несущих оснований	115
18. Технология производства	120
19. Контроль точности	124
20. Элементы расчета и проектирования индуктосина	138
Список литературы	150

Хр-3
дн