

С. О. ДОБРОГУРСКИЙ, В. А. КАЗАКОВ,
В. К. ТИТОВ

СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Допущено

*Министерством высшего образования СССР
в качестве учебника для высших
технических учебных
заведений*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ОБОРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Москва 1959

ГОСУПБЛИЧНАЯ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ
БИБЛИОТЕКА СССР

2864 ~~14~~
64

$\frac{A1}{7596}$

Книга является учебником для вузов.

В книге описываются механические, электромеханические и электронные счетно-решающие устройства, а также элементы следящих систем. Даются сведения об основных параметрах, определяющих работу устройств, их статических и динамических характеристиках, о методах определения погрешностей и расчета на точность описываемых устройств.

Рецензенты: кафедра «Вычислительные машины» Московского инженерно-физического института и докт. техн. наук проф. Н. И. Пчельников

Научный редактор докт. техн. наук проф. Л. Н. Преснухин

Зав. редакцией инж. А. И. Соколов

Замеченные опечатки

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть	По чьей вине
11	16 сверху	$X[M] = \mu [M/\text{рад}]; \varphi [\text{рад.}] =$	$X[M] = \mu [M/\text{рад}] \varphi [\text{рад.}] =$	авт.
36	14 сверху	суммулирующих	суммирующих	тип.
116	2 сверху	rE	r_E	
150	6 сверху в числителе	1	R_0	авт.
160	3 снизу	пунктирные	тонкие	авт.
170	1 снизу	$= (I_m + b + 2\lambda)$	$= 2(I_m + b + 2\lambda)$	авт.
179	18 снизу	При наличии каскадов	При наличии n каскадов	корр. изд.
197	6 сверху	$z^2 \leq x^2 - y^2 =$	$z^2 = x^2 - y^2 =$	
205	5 снизу в знаменателе	$a_1 + x(1-x)$	$a_2 + x(1-x)$	авт.
222	7 снизу	$-I_1 \frac{\omega_1}{\omega_a \sin \alpha} jx_0$	$+I_1 \frac{\omega_1}{\omega_a \sin \alpha} jx_0$	авт.
227	6 сверху	$Z_k = Z_1 = \Delta Z_k$	$Z_k - Z_1 = \Delta Z_k$	тип.
240	5 сверху	$I_1 =$	$I_a =$	авт.
256	4 снизу	$U_2 = u \{$	$U_2 = U_1 \{$	авт.
271	11 снизу	$-(I_{cy} - I'_{py})$	$-(I_{cy} - I'_{py})$	авт.
284	1 снизу в знаменателе	$+\frac{k_T}{k_E}$	$+\frac{k_T^2}{k_E} k$	тип.
305	5 снизу в знаменателе	$de - db \cos^2 \theta$	$ae - db \cos^2 \theta$	авт.
311	3 сверху в числителе	$i \omega M$	$j \omega M$	тип.
371	1 снизу в знаменателе	$\omega \sim 10^{-8}$	$\omega \sim 10^{-8}$	тип.
376	8 снизу	(знак плюс в знаменателе)	(знак минус в знаменателе)	ред. изд.
407	6 снизу	$= \frac{\dots}{\dots (1 + T_m p)} p$	$= \frac{\dots}{\dots (1 + T_m p) p}$	тип.
431	13 снизу	система уравнений (3.199)	система уравнений (3.198)	авт.
457	15 снизу	$J_{дв} \gg \frac{J_H}{t_2}$	$J_{дв} \gg \frac{J_H}{j^2}$	тип.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Счетно-решающие устройства получили за последнее время широкое применение в самых различных областях техники. Характеристикой современного счетно-решающего устройства является отход от чисто механических методов решения задач и широкое применение электрических и электронных устройств. Соответственно этому в предлагаемом учебнике излагаются механические решающие схемы лишь в первой части. Две другие части посвящены электромеханическим схемам и элементам следящих систем, находящим все большее распространение в современных счетно-решающих установках.

Многие математические операции выполняются в настоящее время с помощью электрических элементов. Однако существуют механизмы, трудно заменяемые электрическими устройствами. К их числу принадлежат дифференциальные механизмы, кулачковые (эксцентрики и коноиды) и фрикционные. Эти механизмы в первой части книги описаны наиболее подробно. Остальные механизмы описаны более сжато. При изложении учебного материала авторы старались выявить конструктивные особенности механизмов и те свойства выполняемой операции, которые их обуславливают. Понадобилось также описание некоторых их характерных деталей, выясняющих задачи, с которыми приходится встречаться при конструировании приборов. Значительное место в книге отведено вопросам точности работы приборов как главного требования, которому обязаны удовлетворять счетно-решающие механизмы.

Автором первой части является профессор С. О. Доброгурский. Во второй части книги рассматриваются электрические и электромеханические устройства, т. е. потенциометры, вращающиеся трансформаторы, различные дифференцирующие и интегрирующие устройства.

Простота конструкций, достаточно высокая точность решения задач, меньшая затрата квалифицированного труда при изготовлении

электрических и электромеханических устройств по сравнению с механическими и ряд других обстоятельств послужили причиной широкого использования их в современных счетно-решающих приборах. Трудности возникают при воспроизведении функций с двумя переменными, так как еще нет устройств, которые давали бы решение с достаточной степенью точности.

Автором второй части книги является доцент В. А. Казаков.

Третья часть книги содержит элементы следящих систем, их основные статические и динамические характеристики и выполняемые функции в схеме.

В число рассмотренных типовых элементов вошли устройства, предназначенные для выявления разности между двумя величинами; устройства, предназначенные для усиления сигнала ошибки, а также устройства, задачей которых является отработка входного сигнала.

В качестве устройств, измеряющих ошибку, рассмотрены сельсины. Усилительные элементы представлены электронными, тиристорными, магнитными и электромашинными усилителями. Устройства для отработки входного сигнала представлены исполнительными двигателями постоянного и переменного тока.

Автором третьей части книги является доцент В. К. Титов.

ВВЕДЕНИЕ

Для ускорения сложных вычислений и повышения их точности применяют механические или электрические устройства, например устройства, автоматически интегрирующие дифференциальные уравнения. Этим сокращаются труд расчетчиков и время, необходимое для решения поставленной задачи.

Существуют такие задачи, решить которые без применения автоматических средств вычисления вообще не представляется возможным, например задачи автоматического сопровождения. Образцами устройств, решающих подобные задачи, могут служить приборы непрерывного наведения артиллерийских орудий при стрельбе по движущейся цели.

Современной тенденцией в специальном приборостроении, использующем счетно-решающие устройства, является переход от чисто механических устройств к электрическим, т. е. потенциометрам, вращающимся трансформаторам, тахогенераторам, дифференцирующим и интегрирующим контурам, электронным лампам и т. д. В предлагаемом учебнике значительное внимание уделяется рассмотрению этих важных для практики устройств.

Счетно-решающими называются устройства, выполняющие математические действия для осуществления зависимостей, заданных в явной или неявной форме. В последнем случае счетно-решающие устройства служат для решения уравнений.

Данные и искомые величины математической задачи считаются изменяющимися непрерывно. Наряду со счетно-решающими устройствами существуют установки (счетные машины) дискретного счета с определенным шагом между смежными значениями аргументов и функций. Эти машины проводят решение задачи в числовой форме и с весьма высокой точностью, определяемой сложностью конструкции машины и не зависящей от точности изготовления отдельных ее деталей. Точность устройства непрерывного счета оказывается зависящей как от сложности конструкции, так и от совершенства исполнения деталей. Решение происходит в установках непрерывного счета мгновенно, скорость же работы счетных машин весьма велика (несколько тысяч действий в секунду), и решение практически приближается к мгновенному. За последнее время начинает стираться грань, разделяющая устройства непрерывного и дискретного счета, в которые вводятся величины, изменяющиеся непрерывно.

Механизмы для решения математических задач, впервые использованные в военной технике, широко распространены, и в настоящее время их можно встретить в различных областях механики, технологии и автоматики (устройства для интегрирования дифференциальных уравнений, регулирования различных технологических процессов, определения наивыгоднейших режимов работы и т. д.).

Сходство уравнений, подлежащих решению в математической задаче, и уравнений, описывающих движение механизма, дает возможность применить этот механизм в качестве счетно-решающего.

Счетно-решающие устройства изображают величины, входящие в решаемую задачу в виде механических перемещений, линейных и угловых, или в виде напряжений (иногда сил токов). Изображающие величины пропорциональны изображаемому. Их отношение называется масштабом, механическим или электрическим (см. ниже § 2). Масштаб дает возможность найти числовое значение искомой величины по результату, полученному в счетно-решающем устройстве.

Для решения сложных задач требуется несколько решающих устройств. Передача значений величин от одного из них к другому может быть прямой (кинематической, электрической) или могут применяться различные системы синхронной связи. Последние представляют собой важный элемент счетно-решающих приборов.

Прибор — это совокупность счетно-решающих устройств, передач между ними и вспомогательных устройств (шкалы для ввода и вывода числовых значений, столпоры и т. п.). Качество работы такого прибора (составленного из счетно-решающих устройств) определяется не только скоростью получения ответа, но и точностью результата. Советскими учеными разработана целая наука о точности работы математических устройств и уже создан целый ряд конструктивных приемов, ведущих к достижению более точной работы механизмов и электрических устройств.

Простейшие способы расчетов на точность приведены в настоящей книге.

Часто встречается прием увеличения точности счетно-решающих механизмов путем увеличения масштабов вводимых и получаемых переменных. Однако он требует значительного увеличения размеров механизма.

Для создания высококачественных счетно-решающих устройств необходимы знания физических основ их работы, а также широкие исследования в лабораторных и эксплуатационных условиях построенных приборов и их макетов с целью выявления их достоинств и недостатков.

СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ МЕХАНИЗМЫ

Глава I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 1. Механизмы

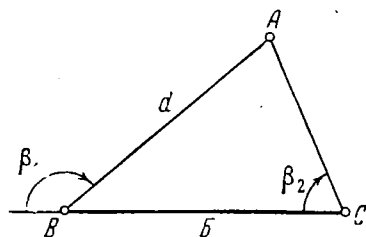
В механизмах, предназначенных для получения математических функций, число степеней свободы равно числу вводимых в действие независимых переменных. Функции одного переменного встречаются сравнительно редко. Поэтому в приборах лишь незначительная часть механизмов обладает одной степенью свободы; таковы эксцентрики и некоторые тригонометрические механизмы при постоянном радиусе. Большинство математических действий производится над двумя величинами, и можно сказать, что механизмы для получения математических функций преимущественно имеют две степени свободы. Дальнейшее увеличение подвижности механизма встречается только как исключение (суммирующие механизмы для трех слагаемых, комплексные механизмы).

Основное содержание работы механизма составляют проходимые ведомым звеном пути, линейные и угловые, и соответствующие им отсчеты по шкалам, которые должны быть введены в механизм как данные или сняты с него как результаты возможно более точно.

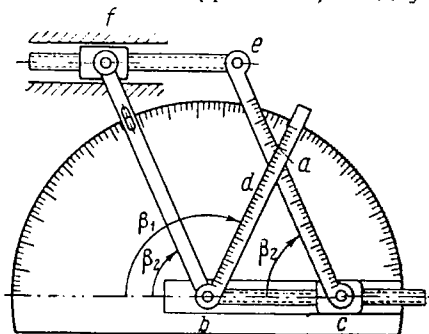
Достижение задаваемой тактико-техническими условиями точности механизма является главной задачей при конструировании, изготовлении деталей, их сборке и наладке механизмов и приборов. Точность достигается повышением требований к изготовлению деталей и сборке механизма или подбором надлежащих масштабов переменных величин (более крупных для достижения более точных результатов). Оба способа удорожают конструкцию, что следует учитывать при проектировании и изготовлении механизмов. Кроме того, важное значение имеет регулировка механизмов (юстировка прибора). В качестве примера можно указать на регулирование межцентрового расстояния в зубчатой передаче с целью «выбирания» (ликвидации) мертвого хода. При сближении центров колес зубья начинают работать более толстыми, более близкими к корню зуба местами профилей, боковые зазоры между зубьями становятся меньшими, отчего мертвый ход уменьшается в некоторых случаях до нуля.

В основу решения математической задачи прибором может быть положен *аналитический* или *графический* метод; например, решение треугольника может заключаться или в применении тригонометрических уравнений, или в непосредственном его построении в принятом масштабе и в снятии искомых размеров с чертежа.

В качестве примеров обоих применяемых методов рассмотрим задачу определения расстояния до цели, по которой должна вестись стрельба. В математике подобная задача характеризуется как определение расстояния между двумя точками, из которых одна (цель) недоступна. Решение требует наблюдения цели A (фиг. 1.1) из двух точек B и C , расстояние между которыми (база B) известно, т. е. промерено заранее с большой точ-



Фиг. 1.1. Схема решения геометрической задачи определения расстояния между двумя точками, из которых одна недоступна.



Фиг. 1.2. Схема прибора Лауница для определения дальности построением подобного треугольника.

ностью. При наблюдении цели одновременно измеряются углы β_1 и β_2 между базой и линиями визирования BA и CA . Искомое расстояние d равно:

$$d = BA = \frac{B \sin \beta_2}{\sin (\beta_1 - \beta_2)}. \quad (1.1)$$

Графический метод применяется в элементарной геометрии при решении задач «на построение». Механизмы, используемые при графическом методе, должны допускать такие перемещения своих деталей, которые соответствуют ходу геометрического построения. Так, при построении дальномерного треугольника BCA по основанию B и двум углам нужно иметь две вращательные пары и возможность изменять при перемене базы расстояние между их центрами; последнее требует наличия поступательной пары. Один из применяемых механизмов показан на фиг. 1.2.

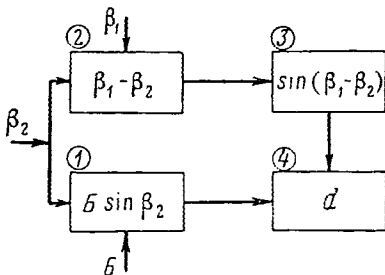
Треугольник abc механизма подобен треугольнику ABC на местности. Параллелограмм $bcef$ позволяет отсчитывать оба угла β_1 и β_2 по одной и той же шкале. Стороны bc и ef прибора сконструированы в виде винтов с гайками, поступательно перемещающимися по направляющим при изменении базы. Деления линейки ab позволяют

прочсть искомое расстояние $ab=d$, называемое горизонтальной дальностью.

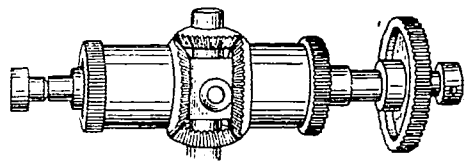
Аналитический метод использует формулу (1.1), схема осуществления которой показана на фиг. 1.3.

В механизм 1 заранее вводится база B , а во время наблюдения — угол β_2 . Механизм, подробно описанный ниже, строит прямоугольный треугольник по гипотенузе B и острому углу β_2 . Один из его катетов будет равен $B \sin \beta_2$.

В суммирующем механизме 2, показанном отдельно на фиг. 1.4, получается разность углов β_1 и β_2 . Поворот его водила пропорционален разности $\beta_1 - \beta_2$, и водило передает это вращение синусному механизму 3, вырабатывающе-



Фиг. 1.3. Схема аналитического способа решения.



Фиг. 1.4. Дифференциальный механизм с коническими колесами.

му $\sin(\beta_1 - \beta_2)$. Схема механизма 3 аналогична схеме механизма 1.

Наконец, механизм 4 вырабатывает по введенным в него значениям $B \sin \beta_2 = b_1$ из механизма 1 и $\sin(\beta_1 - \beta_2) = a_1$ из механизма 3 их частное, представляющее искомую дальность d . Схема работы последнего, делительного, механизма показана на фиг. 1.5. В нем получаются два подобных треугольника, пропорциональность сторон которых позволяет определить искомое частное $d = c \frac{b_1}{a_1}$. Размер c является постоянным.

На фиг. 1.6 представлена несколько иная схема построения. Равенство (1.1) после освобождения от знаменателя принимает вид

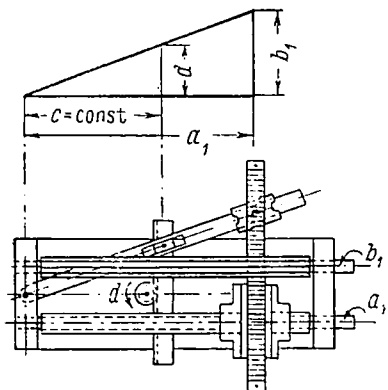
$$B \sin \beta_2 = d \sin(\beta_1 - \beta_2). \quad (1.2)$$

Механизмы 1 и 2 здесь те же, что и в предыдущей схеме. Синусный механизм 3 имеет принципиальное отличие: в него вводится подобранное при помощи ручного маховичка A значение искомой величины d , по которому механизм вырабатывает величину $d \sin(\beta_1 - \beta_2)$ — правую часть уравнения (1.2).

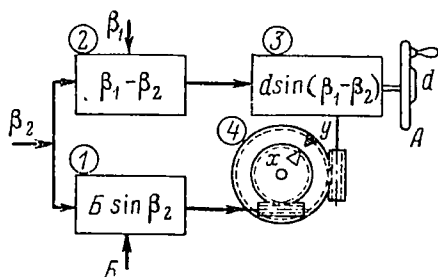
Величина d подбирается так, чтобы значения обеих частей уравнения, получаемые в механизмах 1 и 3, были равны. Это равенство устанавливается механизмом 4 «совмещения стрелок». Стрелка или индекс x и индекс y , находящиеся перед глазами работающего на

маховичке A , должны постоянно совпадать; достигают этого поворотом маховичка A в ту или другую сторону.

Последняя работа может быть автоматизирована. Поворот маховичка производится реверсивным, т. е. способным вращаться в обе стороны, серводвигателем, управляемым контактным приспособлением КП. В простейшем случае КП представляет собой подвижный контакт, закрепленный на стрелке x , и два токопроводящих полукольца, помещенных на диске, причем изоляционный промежуток между ними совпадает с положением индекса y . Отклонение в ту или другую сторону стрелки x с контактом относительно индекса y называется «заводкой» КП. Замыкание



Фиг. 1.5. Схема множительного или делительного механизма, основанного на подобии треугольников.



Фиг. 1.6. Схема решения сведением математического баланса.

контакта с одним из полуколец диска вызывает вращение двигателя, который будет вращать диск с индексом y в сторону сближения последнего со стрелкой x . Этот процесс называется «отработкой», которая прекращается, когда двигатель повернется на угол начального отклонения КП (см. ниже принципиальную схему автоматической отработки фиг. 1.148). От вала двигателя или от ручного маховичка A значение d может быть введено в дальнейшие механизмы установки.

Схема, представленная на фиг. 1.6, показывает построение выражения d , заданного в неявной форме уравнением (1.2); этот способ называется *сведением математического баланса*.

§ 2. Масштабы

Линейные или угловые перемещения звеньев механизма могут представлять в механизмах разнообразные переменные величины только благодаря применению масштабов; так называются числа миллиметров или радиан, соответствующие одной единице представляемой величины.

Связь между величиной X , выраженной, например, в секундах, и длиной x мм, представляющей ее в механизме, есть прямая пропорциональность, описываемая одним из двух равенств:

$$x = tX \quad (1.3)$$

или

$$X = \mu x. \quad (1.4)$$

Множитель t (мм/сек) называется *масштабом*, а обратный ему множитель μ (сек/мм) — *ценой* одного миллиметра соответствующего перемещения звена механизма. При вращательном движении звена (кривошипа, валика, зубчатого колеса, стрелки по отношению к шкале или шкалы относительно неподвижного индекса) имеем аналогичные уравнения. Так, если обозначить угол поворота звена, соответствующий вводу переменной величины X (m), через φ , то

$$\varphi = Xt \quad (1.5)$$

или

$$\begin{aligned} X [m] &= \mu [m/рад]; \quad \varphi [рад.] = 2\pi\mu [m/об] \varphi [об] = \\ &= \frac{2\pi\mu}{360} [m/градус] \varphi [град]. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Масштаб t имеет в данном случае размерность $рад/м$, а обратные по измерению величины μ , $2\pi\mu$ и $\frac{2\pi\mu}{360}$ представляют собой цены одного радиана, одного оборота или одного градуса. При других угловых единицах, например артиллерийских «делениях угломера» или «тысячных дистанции», составляющих $1/6000$ часть окружности, будем иметь измененные цены соответствующих единиц. В практике наибольшие удобства представляет цена одного оборота.

Дифференцируем уравнение (1.3), связывающее величины x и X , и заменяем дифференциалы соответствующими погрешностями¹ (их разность была бы малой высшего порядка):

$$\delta x = t\delta X$$

или

$$\delta X = \mu\delta x.$$

Последние равенства дают возможность выбрать надлежащий масштаб по заданным погрешности механизма δx [мм] и допустимой тактико-техническими требованиями ошибке δX результата математического действия (т. е. величины X).

Пример. Вследствие неточностей изготовления деталей механизма в соответствии с допусками и их монтажа погрешность δx равна 0,05 мм; допускаемая ошибка δX составляет 0,02 сек. Тогда

$$0,05 = t \cdot 0,02;$$

$$t = 2,5 \text{ мм/сек.}$$

¹ Обоснование замены погрешностей дифференциалами см. ниже в гл. II.

Если наибольшая величина времени, входящая в вычисление, равна 40 сек., то $x_{\max} = 40 \cdot 2,5 = 100$ мм.

Так получаются длины хода деталей, определяющие габаритные размеры механизма.

Глава II

ТОЧНОСТЬ МЕХАНИЗМОВ И РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ

§ 3. Виды погрешностей и точность результата

Точность является одним из основных требований, предъявляемых к механизмам, решающим математические задачи. Наука о точности механизмов занимается рассмотрением нарушений точности работы, т. е. различными погрешностями механизмов. Идеальным будем считать механизм, не имеющий погрешностей. Действительные механизмы всегда имеют ряд погрешностей. Рассмотрим типичные погрешности счетных механизмов.

При конструировании механизмов для упрощения и удешевления их иногда допускаются отклонения от теоретических схем. Происходящие от таких изменений погрешности называются *методическими* или *принципиальными*, а погрешности, возникающие в самом механизме, — *инструментальными*. Чем сложнее (термин—длиннее) кинематические цепи прибора, тем больше его инструментальные ошибки. Во многих случаях упрощающие отступления, допускаемые конструктором, ведут к методическим ошибкам, но сокращают длину кинематических цепей, т. е. этим уменьшают инструментальные погрешности. Может оказаться, что их уменьшение составит величину, большую методических погрешностей. В таких случаях переход к упрощенным механизмам выгоден.

Причинами первичных инструментальных ошибок в механизмах бывают:

1. Неточность выполнения размеров, формы и расположения деталей при их изготовлении и сборке. Величина отклонений размеров и формы деталей определяется допусками; в соединении с предписываемыми чертежом посадками они обуславливают и величины зазоров или натягов.

2. Деформации деталей механизма под влиянием рабочих нагрузок, изменений температуры, а в случае наличия внутренних напряжений — под влиянием времени. Проф. С. Т. Цукерман отмечает особую важность деформаций изгиба и кручения по сравнению с остальными видами деформаций.

3. Наличие зазоров в подшипниках и направляющих. Зазоры эти необходимы в работе механизма, например для смазки, но, с

другой стороны, они вносят неопределенность в положения его звеньев. Влияние зазоров особенно заметно при перемене направления относительного движения деталей (мертвый ход); последнее явление усиливается тем, что и силы трения меняют свой знак при перемене направления движения детали относительно смежной.

4. Источником крупных погрешностей в работе фрикционных механизмов, основанных на трении между деталями, бывает проскальзывание трущихся частей.

Перечень первичных ошибок не исчерпывается приведенными отступлениями размеров и формы деталей в пределах допусков, а также линейными и угловыми погрешностями сборки. К нему следует добавить произвольные перемещения деталей в динамике, преимущественно под влиянием инерционных сил на величину, находящуюся в пределах зазоров в кинематических парах или в пределах проскальзывания трущихся поверхностей фрикционных механизмов.

При достаточном уровне технических знаний могли бы быть рассчитаны величины всех отступлений в форме и размерах механизма и определены полученные первичные погрешности его. На практике приходится часто прибегать к большому числу наблюдений и выводить методами статистики среднюю величину погрешности и ее рассеивание. Средние отклонения составляют так называемые *систематические* погрешности прибора. Величина их изменяется по определенным законам и в частном случае может быть постоянной. К систематическим относятся и рассмотренные выше методические погрешности.

Систематические погрешности можно определить, оценить влияние их на результат работы прибора и в некоторых случаях «выбрать», т. е. свести к нулю. Если же взять серию одинаковых приборов, то размеры их деталей, изготовленных в пределах допусков, не будут точно одинаковыми. Какова будет ошибка выбранного размера в произвольно взятом из рассматриваемой серии приборе или в результате работы его механизмов, заранее сказать нельзя. Такие погрешности называются случайными; закон их изменения неизвестен. Они определяются средней величиной погрешности или ее *математическим ожиданием* (см. ниже) и *дисперсией*, или рассеиванием отдельных значений относительно среднего.

Встречающееся в практике усложнение первичных погрешностей счетно-решающих устройств состоит в их взаимной зависимости, или *корреляционной* связи. Степень этой зависимости определяется коэффициентом корреляции. Чем он больше, тем теснее связь между случайными переменными величинами. Коэффициент корреляции равен нулю для независимых величин: закон распределения одной из них остается неизменным, какое бы значение ни получила другая случайная величина. Противоположный случай представляет функциональная зависимость, когда значение одной из величин полностью определяется числовым значением другой. Для этого случая

коэффициент корреляции равен единице. В промежуточных случаях, при менее определенной связи, когда заданному значению одной из переменных величины соответствует лишь *вероятное* значение другой, он является правильной дробью, положительной или отрицательной.

Наконец, может быть зависимость между случайными функциями вместо случайных величин. Такая зависимость характеризуется *корреляционной функцией* рассматриваемых случайных процессов, дающей меру взаимной связи значений функции $x(t)$ и $x(t+\tau)$. Это наиболее сложный случай взаимной зависимости. Корреляционной функцией называется математическое ожидание произведения двух значений функции x от аргументов t и $(t+\tau)$:

$$R_{t, t+\tau} = \text{м. о. } [x(t) x(t+\tau)].$$

Если оба значения независимого переменного совпадают ($\tau=0$), то корреляционная функция R_0 оказывается равной дисперсии рассматриваемой функции $x(t)$.

В качестве примера колебательного случайного процесса можно назвать слежение за движущейся целью и получаемые при нем отклонения визира от направления на цель. Процесс слежения на большей части курса относится к числу стационарных, т. е. его корреляционная функция зависит не от обоих моментов времени t и $t+\tau$, а только от их разности.

Корреляционная функция отчетливо показывает гармонические колебания рассматриваемого процесса, менее заметные по его осциллограмме.

Характеристикой случайного процесса служит его *спектральная плотность*, характеризующая, насколько часто и с какой средней амплитудой проявляется та или иная частота. Для стационарного случайного процесса спектральная плотность может быть определена только в одном из его возможных проявлений; тем не менее она характеризует частотное содержание всего процесса.

Корреляционная функция $R(\tau)$ и спектральная плотность $G(\omega)$, соответствующие одному и тому же случайному процессу, представляют взаимные косинусные преобразования Фурье, т. е. связаны уравнениями:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d\tau; \quad (1.7)$$

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (1.8)$$

Площадь, ограниченная графиком спектральной плотности, осью частот и двумя крайними ординатами, представляет по величине дисперсию (см. ниже) данного процесса.

При изучении погрешностей механизма его первичные ошибки, представляющие на самом деле случайные процессы, часто аппроксимируются случайными величинами, и все встречающиеся погрешности относятся к разряду случайных.

Следующий пример показывает соотношение размеров при зазоре между деталями. Пусть палец механизма имеет диаметр $5X_3$ мм для ходовой посадки 3-го класса точности. По системе отверстия, широко распространенной в приборостроении, этому соответствуют допуски (-11) и (-44) микрон (*мк*). Диаметр подшипника равен $5A$, что обозначает предельные отклонения—допуски—ноль и $(+13)$ мк.

Исполняемые размеры валика и подшипника заключаются между написанными пределами, и их кривые распределения показаны на фиг. 1.7. Номинальный размер представлен началом координат O . По оси абсцисс отложены отклонения размеров, а по ординатам — частота их появления. При большой серии деталей отношение частоты появления данной ошибки к общему числу ошибок приближается к вероятности рассматриваемой ошибки. Предполагается, что распределение отклонений подчиняется *нормальному* закону распределения, по которому частота малых отклонений значительно больше, чем крупных. Самые кривые распределения даны на фиг. 1.7. Между точками A и B заключены возможные размеры диаметра пальца, а между O и C — колебания диаметра отверстия. Минимальный зазор представлен отрезком $OB=11$ мк (по абсолютной величине), максимальный зазор — отрезком $AC=57$ мк. Центры группирования размеров — точки D и E .

Средняя величина зазора, называемая *систематическим отклонением*, равна

$$\Delta_1 + \Delta_2 = 34 \text{ мк.}$$

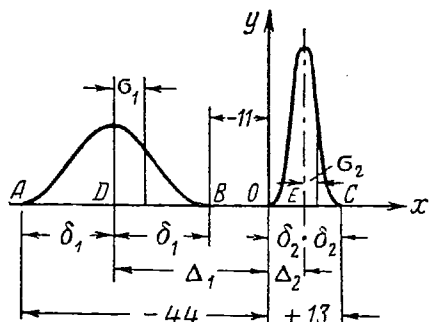
Наибольшее рассеивание размеров определяется случайными максимальными отклонениями:

$$\delta_1 = \frac{44 - 11}{2} \text{ мк}$$

и

$$\delta_2 = \frac{13 - 0}{2} \text{ мк.}$$

Если бы кривые распределения перекрывали одна другую, как это имеет место, например, при тугой посадке, то их общая часть соответствовала бы натягу.



Фиг. 1.7. Кривые распределения погрешностей размеров валика и отверстия подшипника для него.

Бесконечно малая площадка $dF = y dx$ (фиг. 1.8) выражает столь же малую вероятность ошибок, величина которых колеблется от x до $x + dx$. Сумма подобных площадок в пределах от b до c , т. е. площадь кривой между ординатами MN и M_1N_1 , представляет вероятность ошибок, заключающихся между b и c . Распространяя суммирование на всю площадь кривой от $x = -\infty$ до $x = +\infty$, мы достоверно знаем, что в этих широких пределах ошибка непременно заключается и вероятность ее равна единице. Поэтому вся площадь кривой распределения, несмотря на ее бесконечно большое протяжение в горизонтальном направлении, равна единице.

Уравнение кривой нормального распределения производственных отклонений имеет вид ¹

$$y = \frac{h}{\sqrt{\pi}} e^{-h^2(x-\Delta)^2}. \quad (1.9)$$

При стремлении x к положительной или отрицательной бесконечности y приближается к нулю, и кривая асимптотически приближается к оси x . Величина ординат уменьшается весьма быстро и на небольшом расстоянии от начала координат становится настолько малой, что ею можно пренебречь.

Вертикаль, имеющая абсциссу $x = \Delta$, где Δ — координата центра группирования, является одновременно:

1) осью симметрии кривой; значения $x_1 = \Delta + a$ и $x_2 = \Delta - a$ дают

$$y_1 = \frac{h}{\sqrt{\pi}} e^{-h^2 a^2}$$

и

$$y_2 = \frac{h}{\sqrt{\pi}} e^{-h^2 (-a)^2},$$

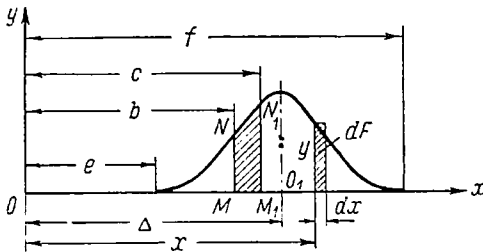
т. е. равные частоты $y_1 = y_2$;

2) ее максимальной ординатой; длина последней равна

$$\frac{h}{\sqrt{\pi}} e^0 = \frac{h}{\sqrt{\pi}};$$

3) линией, делящей всю площадь кривой пополам; в этом значении размер Δ называют *медианой*;

¹ См. В. Л. Гончаров. Теория вероятностей. Оборонгиз, 1939, формула (158).



Фиг. 1.8. Кривая распределения погрешностей. Ординаты ее представляют плотность вероятностей отдельных значений погрешности.

4) линией, проходящей через центр тяжести всей площади. Из статистики известно, что абсцисса Δ центра тяжести площади F равна:

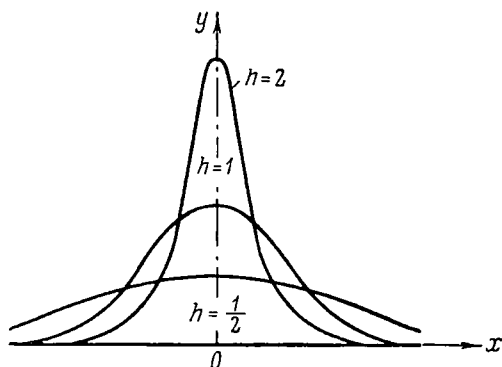
$$\frac{\int x dF}{F} = \Delta \quad (1.10)$$

или от начала O_1

$$\frac{\int (x - \Delta) dF}{F} = 0. \quad (1.11)$$

Выражения (1.10) и (1.11) носят название *математического ожидания* (м. о.) ошибок. При знаменателе $F=1$ м. о. для произвольного начала координат равно Δ , а для начала O_1 , совпадающего с центром группирования отклонений, равно нулю.

Значение параметра h — меры точности — видно из фиг. 1.9, где показано несколько кривых нормального распределения для различных значений h . Площади всех кривых равны единице. Так как максимальная ордината равна $\frac{h}{\sqrt{\pi}}$, то при больших значениях h площадь суживается в горизонтальном направлении и пределы значительных погрешностей,



Фиг. 1.9. Кривые нормального распределения при различных мерах точности.

имеющих практическое значение, сближаются. Иначе, рассеивание отклонений от центра группирования тем меньше, чем больше «мера точности» h .

Характеристиками кривых распределения погрешностей могут служить средние их значения. Наиболее часто встречаются следующие величины.

1. Средняя *арифметическая* (точнее средняя *взвешенная*) величина абсолютного отклонения $(x - \Delta)$:

$$E_1 = \sum_{-\infty}^{+\infty} (x - \Delta) y dx.$$

Площадь $y dx$ представляет собой «вес» (в данном случае вероятность) соответствующей погрешности $(x - \Delta)$. Значение E_1 является ее математическим ожиданием; поэтому оно дает абсциссу

центра тяжести всей площади в пределах от минус до плюс бесконечности.

2. Средняя квадратическая величина отклонения E_2 , квадрат которой (дисперсия) представляет μ . о. квадрата отклонения $(x-\Delta)$:

$$E_2^2 = \sum_{-\infty}^{+\infty} (x-\Delta)^2 y dx.$$

Дисперсия и среднее квадратическое являются мерой рассеивания значений случайной величины. Для E_2 часто употребляется также обозначение σ .

3. Срединное или вероятное отклонение E , являющееся медианой половины площади кривой распределения, лежащей по одну сторону от оси симметрии. Числа отклонений, меньших и больших срединного, должны быть одинаковыми, и вероятность получения тех и других равна 0,5.

Для нормального закона распределения Гаусса

$$E_1 = \frac{1}{h\sqrt{\pi}} = \frac{0,564}{h};$$

$$E_2 = \frac{1}{h\sqrt{2}} = \frac{0,707}{h};$$

$$E = \frac{0,477}{h}.$$

Отношения

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{0,564}{h} : \frac{0,707}{h} = 0,798 \approx \frac{4}{5};$$

$$\frac{E}{E_2} = \frac{0,477}{h} : \frac{0,707}{h} = 0,674 \approx \frac{2}{3};$$

$$\frac{E}{E_1} = \frac{2}{3} : \frac{4}{5} = \frac{5}{6}$$

являются характерными для этого закона и позволяют определить все средние величины по заданным отклонениям x_1, x_2, \dots, x_n и их частотам p_1, p_2, \dots, p_n в следующем порядке:

$$E_2 = \sqrt{\frac{\sum x_i^2 p_i}{N}}; \quad (1.12)$$

$$E = 0,674 E_2;$$

$$E_1 = 0,798 E_2.$$

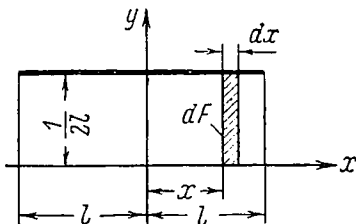
При малом числе N наблюдений применяется формула Бесселя

$$E_2 = \sqrt{\frac{\sum x_i^2 p_i}{N-1}}. \quad (1.13)$$

При общем числе отклонений $N > 10$ разница результатов подсчета по обеим формулам незначительна.

Погрешности, имеющие практическое значение, заключаются в границах $\pm 3E_2$ или $\pm 3\sigma$; при получении размеров детали обработкой на станке $\delta = 3\sigma$ определяет половину поля допуска на рассеивание размеров. Число погрешностей, выходящих за пределы $\pm 3\sigma$, составляет всего 0,27%.⁹

Нормальный закон распределения погрешностей имеет широкое распространение в технике, но не является единственным. При обработке заданного размера с очень жесткими допусками, не соответствующими рабочему оборудованию и потому трудно выполнимыми, получают погрешности, разбросанные по всему полю допуска, несмотря на старание работающего установить центр группирования отклонений около середины допуска. Частота погрешностей в пределах поля допуска при этом приближается к постоянной, а закон распределения — к закону *равной вероятности*.



Фиг. 1.10. Распределение ошибок по закону равной вероятности.

Графически закон равной вероятности представляется горизонтальной прямой (фиг. 1.10), длина которой, т. е. ширина поля рассеивания, равна величине $2l$. Площадь прямоугольника под прямой распределения по-прежнему равна единице, так как она включает все величины отклонений, и ошибка с достоверностью содержится в поле рассеивания $2l$. Следовательно, высота прямоугольника, представляющая плотность распределения вероятности, равна $\frac{1}{2l}$.

Для закона равной вероятности среднее значение равно

$$E_1 = \int_{-l}^{+l} x \frac{1}{2l} dx = \frac{1}{2l} \left| \frac{x^2}{2} \right|_{-l}^{+l} = 0,$$

а дисперсия, или квадрат среднего квадратического отклонения,

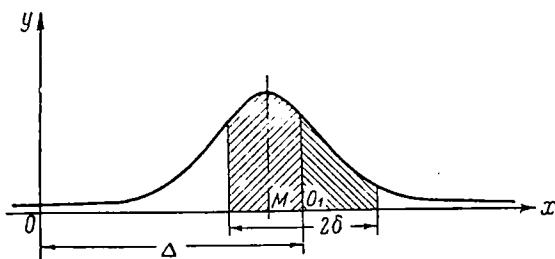
$$D = E_2^2 = \int_{-l}^{+l} x^2 \frac{1}{2l} dx = \frac{l^2}{3};$$

$$E_2 = \frac{l}{\sqrt{3}}$$

или в обозначениях на фиг. 1.7

$$\sigma = \frac{\delta}{\sqrt{3}}.$$

Другим примером того же закона могут служить погрешности округления при отсчете или установке некоторой величины по шкале. При мелких делениях шкалы (на практике применяются деления в 1 мм и больше) можно оценить на глаз только половины делений. Всякое отклонение указателя от штриха шкалы на величину, меньшую половины деления, отбрасывается; при отклонении на величину, большую половины деления, округление происходит в сторону большего отсчета — т. е. с избытком. Максимальная величина по-



Фиг. 1. 11. Нормальное распределение с несимметричными допусками.

грешности достигает половины деления, а, вероятность каждого отклонения независимо от его абсолютной величины и знака — одна и та же.

Существует целый ряд нормальных распределений, но с несимметричными допусками; пример подобного распределения показан на фиг. 1. 11. Абсцисса $OO_1 = \Delta$ представляет собой систематическую часть погрешности или середину поля допуска с шириной 2δ , абсцисса же OM — математическое ожидание ее, т. е. величину $\int_{-\infty}^{+\infty} xy \, dy$.

Отношение α расстояния O_1M к величине рассеивания, т. е. к наибольшему отклонению δ от центра группирования

$$\alpha = \frac{O_1M}{\delta} = \frac{\Delta - \text{м. о.}}{\delta},$$

названо Н. А. Бородачевым *коэффициентом относительной асимметрии*.

§ 4. Сложение погрешностей на ведомом звене

Целый ряд первичных ошибок, свойственных данной кинематической цепи, вызывает такое же число вторичных погрешностей на ее ведомом звене. Для полной оценки погрешности результата нуж-

но рассмотреть вопрос о сложении отдельных независимых погрешностей, переданных на одно и то же конечное звено цепи.

1. *Систематические* отклонения ведомого звена при наличии нескольких ошибок в различных параметрах механизма складываются по формуле $\sum \delta P_i$.

Здесь P обозначает обобщенно один из параметров, а δP — его первичную погрешность. Суммирование таких погрешностей — алгебраическое с учетом знаков слагаемых. Множитель i означает передаточное отношение от звена, являющегося источником ошибки, к ведомому звену.

Погрешности, характеризующие не только величиной, но и направлением, можно назвать ошибками-векторами. К числу их относятся эксцентриситеты. Сложение их приходится делать геометрически — по правилу параллелограмма.

Итак, отклонения систематические, подчиняющиеся известному закону, или заданные должны складываться алгебраически или геометрически.

2. *Случайные* отклонения и связанное с ними рассеивание определяются кривыми распределения $y=f(x)$. В этих кривых x — величина случайного отклонения, а y — соответствующая частота или плотность распределения вероятности.

Допустим, что нужно сложить погрешности, подчиняющиеся двум различным нормальным законам распределения:

$$y_1 = f(x_1);$$

$$y_2 = \varphi(x_2).$$

Искомое распределение суммы ошибок оказывается нормальным законом распределения. Его среднее квадратическое определяется по правилу

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2;$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}. \quad (1.14)$$

Следовательно, при сложении погрешностей, следующих нормальным законам распределения, среднее квадратическое отклонение суммарного закона равно корню из суммы квадратов средних квадратических отклонений слагаемых законов распределения. Этот закон сложения носит название правила *квадратического сложения*. Оно отличается и от алгебраического, и от геометрического сложения, причем от последнего тем, что применяется при сложении ошибок *одного* направления. Правило квадратического сложения может применяться для сложения случайных погрешностей в тех случаях, когда хотя бы одно из складываемых распределений симметрично. Практически это условие обыкновенно бывает соблюдено.

Переход на предельные отклонения δ_1 и δ_2 ведомого звена для нормального закона распределения дает:

$$\delta = 3\sigma = 3 \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{(3\sigma_1)^2 + (3\sigma_2)^2} = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2}.$$

Таким образом, правило квадратического сложения распространяется и на предельные отклонения. При сложении нескольких отклонений получаем

$$\sigma = \sqrt{\sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 + \sigma_3^2} + \sigma_3} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2} = \sqrt{\sum \sigma_i^2}. \quad (1.15)$$

$$\delta = \sqrt{\sum \delta_i^2}.$$

Следует отметить случай, когда одна из складываемых погрешностей значительно превышает другие и имеет преобладающее влияние на величину результата. В этом случае остальными погрешностями можно пренебречь. Если поставить условие, что для этого суммарная погрешность не должна отличаться от большего из складываемых отклонений более чем на 5%, то найдем:

$$\delta^2 = \delta_1^2 + \delta_2^2;$$

$$(1,05\delta_1)^2 = \delta_1^2 + \delta_2^2;$$

$$1,1\delta_1^2 = \delta_1^2 + \delta_2^2;$$

$$0,1\delta_1^2 = \delta_2^2;$$

$$0,316\delta_1 = \delta_2.$$

Итак, пренебречь слагаемым δ_2 можно лишь в том случае, когда оно не превышает 30% наибольшего слагаемого δ_1 . При нескольких погрешностях это относится к сумме тех малых погрешностей, которыми можно пренебречь.

При сложении погрешностей, подчиняющихся другим законам распределения, σ_i вообще не равно $\frac{\delta_i}{3}$. Суммарная же погрешность близко следует нормальному закону распределения, особенно при сложении значительного числа погрешностей и при отсутствии в их числе преобладающих ошибок. Результат можно считать подчиняющимся закону нормального распределения отклонений и принять $\delta = 3\sigma$.

Сложим две погрешности, подчиняющиеся закону равной вероятности

$$\begin{aligned} \delta = 3\sigma &= 3 \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = 3 \sqrt{\left(\frac{\delta_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\delta_2}{\sqrt{3}}\right)^2} = \\ &= \sqrt{3\delta_1^2 + 3\delta_2^2} = \sqrt{(1,73\delta_1)^2 + (1,73\delta_2)^2}. \end{aligned}$$

Для сложения закона равной вероятности с нормальным распределением имеем

$$\begin{aligned}\delta &= 3\sigma = 3\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = 3\sqrt{\left(\frac{\delta_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\delta_2}{3}\right)^2} = \\ &= \sqrt{3\delta_1^2 + \delta_2^2} = \sqrt{(1,73\delta_1)^2 + \delta_2^2}.\end{aligned}$$

При сложении нескольких независимых погрешностей (например нескольких вторичных погрешностей на ведомом звене механизма) их систематические части складываются алгебраически (или геометрически), а случайные части погрешностей — квадратически. Предельное отклонение равно сумме систематической и случайной погрешностей результата. Сложение максимальных значений отдельных случайных погрешностей дало бы явно преувеличенный результат; вероятность его получения в практике ничтожна.

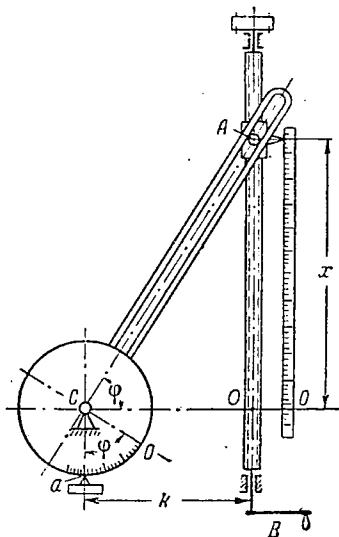
§ 5. Экспериментальное определение систематических погрешностей

Способ испытания точности прибора, т. е. определения ошибок при его работе, состоит в сравнении результатов работы с непосредственным решением той же задачи — выполнением требуемых математических действий. Разница значений искомой величины отмечается как погрешность счетного механизма.

Определение систематических погрешностей механизма путем опыта покажем на примере¹.

На фиг. 1.12 изображена схема тангенсного механизма, дающего зависимость $x = k \operatorname{tg} \varphi$.

Для получения тангенса заданного угла φ вращают рукоятку B ведущего винта, передвигая этим гайку с пальцем A ; это заставляет поворачиваться кулису AC с лимбом C . Нуль лимба помещен на радиусе, перпендикулярном к оси кулисы. Если палец A приведен в точку O , то нуль лимба будет стоять против указателя a . При других положениях пальца против указателя окажется деление, выражающее заданный угол φ . Искомый тангенс может быть снят со шкалы x или с винта BA , так как он пропорционален углу поворота винта.



Фиг. 1.12. Схема тангенсного механизма.

¹ Н. И. Пчельников. Приборы управления артиллерийским зенитным огнем, ч. 1, Воениздат, 1940.

Погрешность в результате x может быть получена дифференцированием уравнения для x и переходом от дифференциалов к погрешностям:

$$\delta x = \delta k \operatorname{tg} \varphi + k \frac{\delta \varphi}{\cos^2 \varphi}.$$

Кроме того, может быть добавлен член δ_0 , характеризующий ошибку шкалы, по которой производится отсчет результата — погрешность в положении ее нуля. Окончательно

$$\delta x = \delta k \operatorname{tg} \varphi + k \frac{\delta \varphi}{\cos^2 \varphi} + \delta_0. \quad (1.16)$$

При известных угле φ и размере k определяем из опыта погрешность δx путем сравнения вычисленного по тригонометрическим таблицам значения x с ответом, полученным по шкале механизма. Тогда в написанном уравнении останутся три неизвестные погрешности δk , $\delta \varphi$ и δ_0 . Для того чтобы сделать задачу определенной, повторяем опыт три раза при различных углах φ . Для каждого опыта берем среднее значение δx из 10 отсчетов. Получим три уравнения с тремя неизвестными: δk , $\delta \varphi$ и δ_0 .

Погрешность δk показывает, насколько нужно изменить при юстировке размер k ; погрешность $\delta \varphi$ — насколько необходимо поодвинуть по окружности индекс a шкалы углов φ ; ошибка δ_0 — насколько нужно поодвинуть нулевую черту шкалы x , по которой отсчитывается результат. Если конструкция механизма не допускает нужных исправлений, то соответствующий член в уравнении (1.16) останется и даст возможность вычислить для каждого случая применения механизма нужную поправку к снятому со шкалы значению x .

Пример. Ошибка δk в размере k , равном 150 мм, получилась равной 0,2 мм; изменить размер k невозможно. Требуется составить паспорт механизма для внесения необходимых поправок в отсчеты.

Разумеется, описанный прием применим для устранения только систематических, но не случайных погрешностей.

Отклонения в размерах, расположении осей и форме деталей, определяемые допусками, зазоры в соединениях деталей, а также другие отступления от идеальных условий работы, например проскальзывание, составляют так называемые *первичные* погрешности механизмов. Вычисление вызываемых ими *вторичных* статических погрешностей результата совершается путем умножения первичных погрешностей на соответственные передаточные отношения между перемещениями звеньев, являющихся источниками ошибки, и перемещением ведомого звена механизма. Эти отношения теоретически равны частным производным от функции, вырабатываемой в механизме, по соответственным параметрам.

В идеальном механизме координата y ведомого звена, линейная или угловая, является функцией координат $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$ ведущих звеньев.

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n).$$

При наличии в них первичных ошибок Δx_i можно разложить координату $y + \Delta y$ ведомого звена с погрешностью в ряд Тейлора и ввиду малости первичных ошибок Δx_i (они находятся в пределах допусков на размеры звеньев) ограничиться только членами с первыми степенями погрешностей. Дальнейшие члены ряда отбрасываем как малые высших порядков. В результате получим выражение

$$y + \Delta y = y + \frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i + \dots \\ \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} \Delta x_n$$

или

$$\Delta y = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i \right).$$

Пример. В кулиском механизме, показанном на фиг. 1.13, положение ведущего кривошипа r определяется углом α с вертикальной осью OC , а положение ведомой качающейся кулисы — углом β , отсчитываемым от той же оси. Из треугольников OAB и CAB можно написать:

$$OB = r \cos \alpha; \quad AB = r \sin \alpha; \quad CB = h + r \cos \alpha;$$

$$r \sin \alpha = (h + r \cos \alpha) \operatorname{tg} \beta;$$

$$\beta = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{r \sin \alpha}{h + r \cos \alpha}.$$

Частные производные искомого угла β по параметрам механизма равны:

$$\frac{\partial \beta}{\partial \alpha} = \frac{rh \cos \alpha + r^2}{h^2 + 2rh \cos \alpha + r^2};$$

$$\frac{\partial \beta}{\partial r} = \frac{h \sin \alpha}{h^2 + 2rh \cos \alpha + r^2};$$

$$\frac{\partial \beta}{\partial h} = \frac{-r \sin \alpha}{h^2 + 2rh \cos \alpha + r^2}.$$

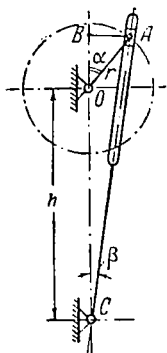
При заданных погрешностях $\delta \alpha$ (положения ведущего кривошипа), δr и δh (погрешности в размерах звеньев механизма) полная статическая ошибка угла $\delta \beta$ равна

$$\delta \beta = \frac{\partial \beta}{\partial \alpha} \delta \alpha + \frac{\partial \beta}{\partial r} \delta r + \frac{\partial \beta}{\partial h} \delta h.$$

Однако в большинстве механизмов, даже простейших, уравнение, связывающее координаты ведущего и ведомого звеньев, оказывается более сложным, и определение погрешности положения ведомого звена требует продолжительных вычислений.

Отыскивать передаточные отношения между передвижениями звеньев механизма удобно по методу акад. Н. Г. Бруевича постро-

ением картины *малых перемещений* для «преобразованного» механизма. Последний отличается от данного механизма тем, что его ведущее звено должно вводить рассматриваемую погрешность, а его ведомое звено — общее с изучаемым механизмом¹. Применение этого способа к счетно-решающим механизмам разбирается ниже



Фиг. 1. 13. Схема кривошипно-кулисного механизма.

при описании соответствующих механизмов. Рассмотрение планов малых перемещений преобразованного механизма позволяет установить, какие из первичных погрешностей вызывают изменения положения ведомого звена (действующие ошибки) и какие не вызывают таких перемещений в данном положении механизма.

Погрешность результата может происходить как от неправильного ввода в механизм данных величин, так и от погрешностей самого механизма. Первая ошибка называется *погрешностью положения ведомого звена*, а вторая — *погрешностью положения механизма*. Так как числовые значения искомых величин определяются *перемещениями* ведомых звеньев механизмов, то именно погрешность перемещения является характерной для оценки работы механизма.

Она может быть найдена как разность ошибок *положения* ведомого звена в двух его состояниях, соответствующих начальному и конечному положениям механизма.

Передаточные отношения от любого из звеньев механизма к ведомому, определяемые аналитически или графически по методу акад. Н. Г. Бруевича, имеют важное значение для правильного проектирования механизма. Для повышения точности его работы рационально добиваться компенсации лишь тех первичных его погрешностей, которые сильно влияют на результат математического действия, т. е. для которых передаточное отношение к ведомому звену велико. Эти части механизма должны быть выполнены по более высокому классу точности; для остальных же могут быть приняты более грубые допуски.

Глава III

ДЕТАЛИ И ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ МЕХАНИЗМЫ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ ПРИБОРОВ

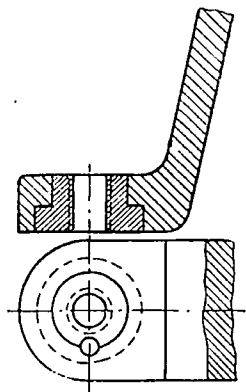
§ 6. Разъемные соединения деталей счетных приборов

В приборостроении болты с гайками применяются только при соединении крупных деталей, например при составлении остова прибора из отдельных стоек и плит, несущих механизмы. Несравненно чаще применяются винты, ввертываемые непосредственно в одну из соединяемых деталей.

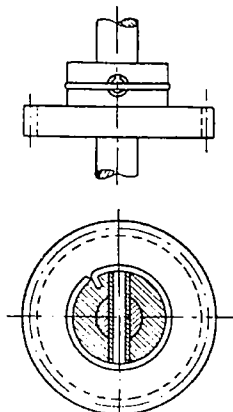
¹ Н. Г. Бруевич. Точность механизмов. Гостехтеориздат, 1946.

Если материал детали, представляющей гайку для соединительного винта, плохо сопротивляется выкрашиванию резьбы, например легкие алюминиевые сплавы, то в эту деталь заливается или запрессовываются отдельные стальные гайки. При ввертывании винта они удерживаются от поворота посредством шпилек (фиг. 1.14).

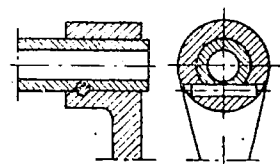
Крепление деталей на валиках малых диаметров производится посредством поперечных конических шпилек (штифтов ОСТ 2073). Уклон конуса (тангенс угла наклона образующей) равен 0,01; он должен быть меньше коэффициента трения. Крепление, показанное на фиг. 1.15, имеет две особенности. Во-первых,



Фиг. 1.14. Запрессованная стальная гайка.



Фиг. 1.15. Закрепление шестеренки на оси пустотелым штифтом.



Фиг. 1.16. Боковое размещение штифта с целью ослабления валика.

применен трубчатый штифт, свернутый из тонкой листовой стали. Такой штифт, в силу своей большой податливости может быть введен без развертывания отверстия (экономия одной операции). Во-вторых, в наружную кольцевую проточку на ступице зубчатого колеса помещена пружина, предохраняющая штифт от выпадения. Загнутый конец пружины заведен в специально просверленное маленькое отверстие. Для уменьшения ослабления валика отверстием для шпильки ее располагают сбоку (фиг. 1.16). Так же размещается шпилька и при креплении на трубе.

§ 7. Оси и валики

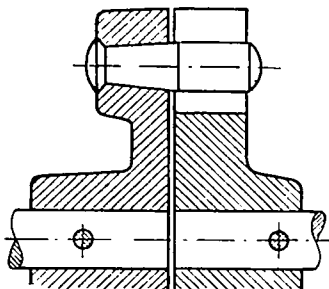
Применяются преимущественно малые диаметры из числа нормальных (1; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12; 14; 16 мм). Выполняемые диаметры следует назначать из соображений: 1) прочности по отношению к случайным усилиям, например при перевозке; 2) малых деформаций на станке при креплении изделия и под давлением фрезца или абразивного круга и 3) удобства закрепления надеваемых на валики деталей. Важно также иметь малые деформации деталей при работе — малые стрелки прогиба и малые углы закручивания валиков, т. е. их значительную жесткость. Проф. С. Т. Цуккерман¹ показывает на примерном расчете, что существенное влияние на точность механизма имеют только эти два вида деформаций. Зубчатые колеса, кулачки и другие детали, развивающие давление на вал, должны быть посажены в непосредственной близости от опор.

¹ С. Т. Цуккерман. Точные механизмы. Оборонгиз, 1941.

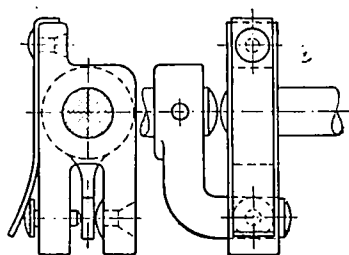
§ 8. Соединительные муфты

Соединения валов посредством муфт применяются в механизмах весьма часто. Разделение длинного валика на части соответственно узлам и механизм прибора представляет преимущество статически определенной конструкции. Следует избегать валиков на трех опорах, так как правильный монтаж их затруднителен. Соединение валиков должно допускать некоторые относительные их перемещения. Два валика, являющиеся продолжением один другого, часто принадлежат двум разным механизмам, которые монтируются на отдельных станинах («платах»), прикрепляемых при сборке к остову прибора. В случае необходимости замены механизм вынимается целиком, со своей платой, и на его место ставится запасной.

При такой *узловой* сборке очень трудно достигнуть точного совпадения осей обеих частей валика. Поэтому распространены конструкции соединительных



Фиг. 1.17. Поводковая муфта.



Фиг. 1.18. Поводковая муфта с пружиной.

муфт, допускающие передачу движения при некотором несовпадении осей, например поводковые муфты, муфта с пазами, расположенными под прямым углом друг к другу, и шарнир Кардана.

Поводковая муфта показана на фиг. 1.17. При не вполне точно установленных валах поводок имеет относительное движение в пазу ведомой половины муфты, для чего необходим небольшой зазор между пальцем и стенками паза. Наличие этого паза вызывает мертвый ход ведущей части вала относительно ведомой. Угловая погрешность в радианах получается равной величине зазора, деленной на расстояние центра пальца поводка от оси вала. Для уменьшения зазора и связанного с ним мертвого хода применяется сильная пружина (фиг. 1.18).

Вторым источником погрешности является неточное совпадение центров соединяемых валиков — их эксцентриситет. Ошибка имеет синусоидальный характер. Максимальная ее величина равна $2e$.

Крестовая муфта (фиг. 1.19) допускает правильную передачу вращения между двумя параллельными валами, смещенными друг относительно друга. Гребни средней части *B* муфты скользят при работе в пазах крайних дисков *A* и *C*, но равномерность передаваемого движения не нарушается. Ошибки передачи от ведущего валика к промежуточному диску и от него к ведомому имеют противоположные знаки; существенной ошибкой является только мертвый ход. Если ширина паза муфты больше ширины входящего в него гребня на величину δa (фиг. 1.20), то наибольшая погрешность в угле поворота ведомой половины муфты равна $\frac{2\delta a}{D-d}$. Это выражение показывает, что должны быть предъявлены самые строгие требования к плотности посадки гребней в пазах муфты.

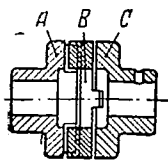
Важно также обеспечить надлежащую смазку боковых поверхностей пазов.

Крестовый шарнир, представленный на фиг. 1. 21 (кардан), допускает передачу вращения при наличии небольшого (до 15°) угла между осями валов. Однако передача связана с искажением вращения.

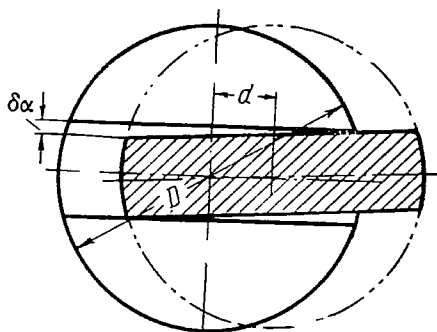
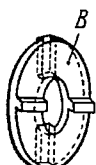
Обозначая угол между осями валов через α , а текущие углы поворота соединяемых валов через φ_1 и φ_2 , имеем

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} \varphi_1 \cos \alpha. \quad (1. 17)$$

При значениях φ_1 , равных нулю, 90° , 180° и т. д., угол φ_2 также равен нулю, 90° и т. д., т. е. равен φ_1 . При всех остальных значениях угла φ_1 угол φ_2 меньше угла φ_1 .

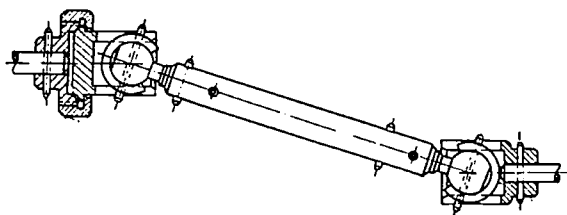


Фиг. 1. 19. Муфта с пазами, расположенными крестообразно.



Фиг. 1. 20. Погрешности передачи от зазоров в пазах.

Во время каждой четверти оборота ведущего вала ведомый сначала отстает от него, а затем догоняет и равномерное вращение ведущего вала переходит в неравномерное. Для устранения этой неравномерности шарниры применяются попарно, причем располагаются с равными углами α между валиками 1—2 и 2—3, т. е. симметрично. На фиг. 1. 22 представлены две возможные при этом схемы расположения осей; разница между ними заключается в направлении, по кото-



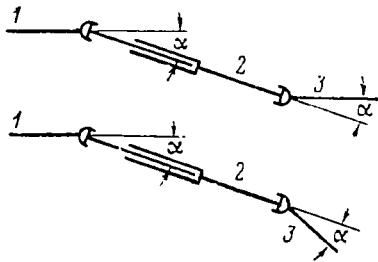
Фиг. 1. 21. Карданов шарнир.

рому отложен угол α между валиками 2 и 3. Оси обоих шарниров на концах среднего валика 2 должны лежать в одной плоскости.

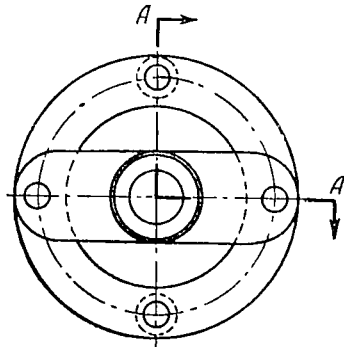
При небольшом угле между осями может быть выполнена беззазорная передача при помощи мембранной муфты (фиг. 1. 23): Два пружинящих кольца соединены заклепками с поводками валов, ведущего и ведомого, и между собой с прокладкой жестких проставок между кольцами (мембранами).

Электродвигатели соединяются с ведомыми валиками посредством упругих муфт. Они предотвращают удар при пуске и дают возможность некоторого перекося осей при установке. Упругая муфточка состоит обычно из трех частей: две

крайние надеты на ведущий и ведомый валки; они несут пальцы, большей частью по два, входящие в промежуточную резиновую или кожаную упругую пластинку.

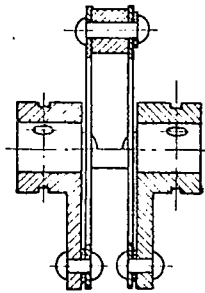


Фиг. 1.22. Парное расположение шарниров.

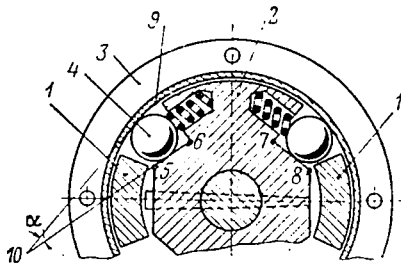


Фиг. 1.23. Мембранная муфта.

Разрез по АА



На фиг. 1.24 представлена специфическая конструкция, применяемая в счетно-решающих механизмах, так называемая *невозвратная* муфта для передачи вращения в обоих направлениях, но всегда от вилки 1 к валу 2. Кроме этих двух частей, в муфту входит тормозное кольцо 3, удерживаемое от вращения. При нормальной работе движущим элементом служит вилка 1; ее выступы зажимают два из четырех передаточных роликов 4, смотря по направлению вращения, и передают через них вращательный момент на ведомый вал 2. При попытке вращать вал 2 ролики до соприкосновения с выступами 1 зажимаются между плоскостями 5—6 или 7—8 и внутренней поверхностью тормозного кольца, отчего вращение оси 2 становится невозможным. Как видно из фиг. 1.24, поверхности 5—6 и 9—10 образуют сужающееся пространство с углом α , обеспечивающее заклинивание ролика. Таким образом, передача вращения возможна в обоих направлениях, но вилка 1 обязательно должна быть ведущей.



Фиг. 1.24. Невозвратная муфта.

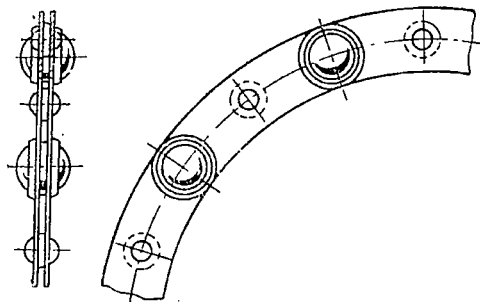
§ 9. Опоры для валов

Опоры подвергаются действию радиальных и осевых усилий. В обоих случаях конструкции могут создавать трение скольжения или сопротивление качению. Общее правило, относящееся ко всем подшипникам, — по возможности уменьшать диаметр шипа или надетаго на него и вращающегося вместе с ним внутреннего кольца в шарикоподшипнике. Подшипники качения (исключительно шариковые) применяются даже при малых числах оборотов оси, что обуславливается высокой точностью их изготовления, соответствующей 1-му классу точности. Преимущественно распространены радиальные подшипники легкой серии (ГОСТ 8338—57) и иногда радиально-упорные типа магнето (ГОСТ 831—54).

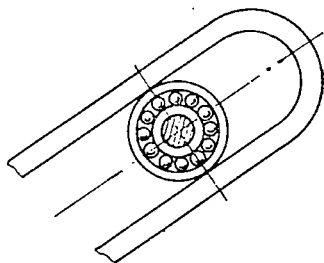
Радиальный подшипник может воспринимать и осевые нагрузки в пределах от $1/10$ до $1/3$ неиспользованной допускаемой радиальной нагрузки.

Насыпные подшипники применяются при больших диаметрах. Так, например, бывает устроена опора вращающегося диска фрикционного механизма вблизи его обода. При устройстве насыпных опор могут применяться обычные сепараторы шариков из двух тонких колец, склеиваемых при сборке (фиг. 1. 25) — для упорного подшипника, или шарики могут заполнять весь кольцевой желобок подшипника, но четные из них будут нести нагрузку, а нечетные, меньшие по диаметру на 0,1—0,5 мм, служить для сепарации.

Часто стандартный шарикоподшипник заменяет палец кривошипа или ролик (фиг. 1. 26). Для возможности передвижения ролика вдоль паза кулисы без-



Фиг. 1. 25. Сепаратор.



Фиг. 1. 26. Шарикоподшипник в качестве кулисного пальца.

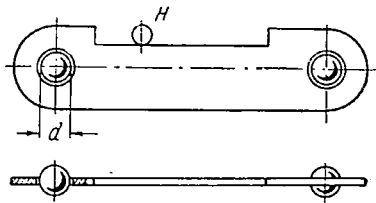
скольжения, а лишь с трением качения, необходим зазор между внешним кольцом и стенкой паза порядка 10—12 мк соответственно посадке движения.

Крупным достоинством подшипников качения является возможность работы с ограниченным количеством смазки. Для перекачивания рабочих поверхностей внутри подшипника смазка теоретически не нужна. Она служит прежде всего для предохранения от коррозии; кроме того, так как подшипник качения всегда имеет скользящие, хотя и не нагруженные части, например сепаратор, то для уменьшения их трения о шарики смазка становится необходимой. Смазочное масло, введенное один раз, может служить в течение долгого времени, и практически подшипники качения в приборах работают без добавления смазки. Для предупреждения попадания пыли внутрь подшипника и потери смазочного масла — выбегания его вдоль валика — применяют различные конструкции сальников, преимущественно с войлочными уплотняющими кольцами.

§ 10. Направляющие поступательного движения

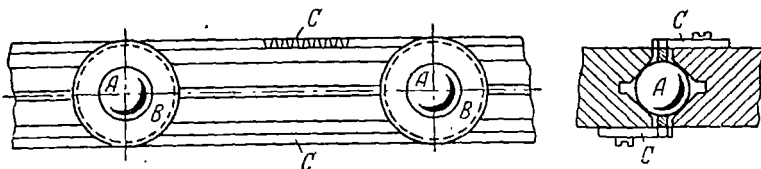
Образец правильной конструкции прямолинейных направляющих дает фиг. 1. 142. В ней ведущая гайка соединена с обоймой шариков фрикционного тахометра, перемещающейся по направляющим, при помощи пальца *M*, входящего в соответственное гнездо и допускающего прогиб винта в направлении, перпендикулярном к движению обоймы.

Для уменьшения сопротивления движению применяются направляющие с трением качения. В таких конструкциях рабочие поверхности деталей, имеющих относительное перемещение *S*, подвижной и неподвижной, отделены одна от другой шариками; перемещение последних равно *S/2*. Шарики работают в соответствующих канавках; в каждой находится обычно по два шарика.



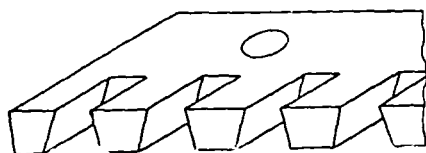
Фиг. 1. 27. Сепаратор.

Расстояние между шариками поддерживается при помощи сепаратора. На фиг. 1.27 изображена пластинка, надетая на шарики диаметра d (отверстия в пластинке несколько больше d). Вырез, в который входит шпилька H , служит для ограничения хода.



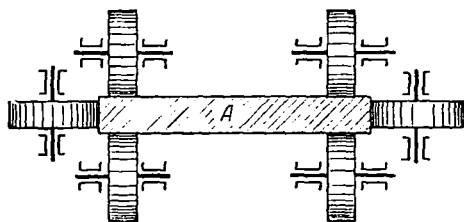
Фиг. 1.28. Направляющие с трением качения и сепаратор к ним.

На фиг. 1.28 показана очень распространенная конструкция сепаратора. На каждый из шариков A свободно надето ведущее зубчатое колесо B , сцепляющееся с двумя рейками C , прикрепленными к неподвижному и подвижному звеньям поступательной пары. При их относительном перемещении на длину S центры зубчатых колес и с ними центры шариков передвинутся на $S/2$. Форма зубьев рейки показана отдельно на фиг. 1.29 в крупном масштабе.

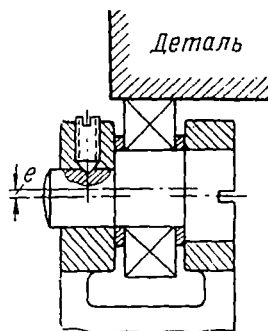


Фиг. 1.29. Форма зубьев рейки сепаратора.

представляет собой шарикоподшипник. Внешнее кольцо служит рабочей поверхностью ролика, а внутреннее — закрепляется на пальце, принадлежащем одной из деталей пары. Число подобных направляющих роликов бывает значительно, и для соприкосновения всех их с поверхностью сопряженной детали они подводятся к ней поворотом эксцентрических пальцев (фиг. 1.31). Геометрическая ось ролика описывает



Фиг. 1.30. Ролики для направления поступательного движения детали A .



Фиг. 1.31. Эксцентрическая ось для подвода ролика.

при этом подводе цилиндрическую поверхность радиуса, равного эксцентриситету e . Ролики могут быть связаны как с подвижной деталью, так и с неподвижной направляющей.

§ 11. Стопоры

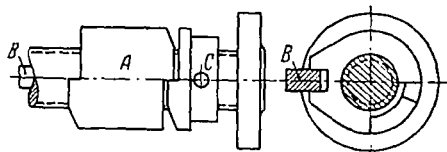
Стопоры служат для остановки ведущего звена механизма на заданном предельном значении вводимой переменной величины. При вводе переменной величины от руки, достаточно резкого возрастания сопротивления вращению ру-

котьки. Почувствовав его, вводящий обязан прекратить работу во избежание поломки деталей.

При механизированном вводе переменной от серводвигателя или от предшествующего по ходу вычисленного механизма остановка должна быть сопряжена с выключением кулачковой или фрикционной соединительной муфты или электродвигателя.

На фиг. 1.32 изображено устройство винтового стопора. Ведущий валлик имеет резьбу на некоторой длине. Иногда для стопорения служит отдельный валлик, связанный зубчатыми колесами с ведущим валликом механизма. Преимуществом последней конструкции является независимая сборка узла собственно стопора. По резьбе передвигается ходовая гайка *A*, удерживаемая от вращения направляющей *B*. После известного числа оборотов винта гайка подходит к кулачку *C*, закрепленному на винте при помощи штифта. Выступы гайки и кулачка зацепляются, и вращение прекращается. От изображенного на фиг. 1.32 положения гайку *A* можно передвигать только влево, вращая винт в обратную сторону. Это перемещение ограничено сцеплением другого левого зуба гайки *A* с закрепленным на другом конце винта кулачком. Изменяя расстояние между кулачками, можно установить желаемое рабочее число оборотов винта и пропорциональную ему разность пределов изменения вводимого переменного.

В момент стопорения валик винтового стопора подвергается крутящему удару. Величину получаемого при этом напряжения можно определить, полагая, что вся кинетическая энергия останавливаемого валика вместе с сидящими на нем деталями обращается в потенциальную энергию деформации кручения. Соответствующие расчетные уравнения имеют вид



Фиг. 1.32. Винтовой стопор.

$$M \frac{\varphi}{2} = \frac{M^2 l}{2J_{\text{пол}} G} = \frac{J \omega^2}{2}; \quad (1.18)$$

$$M = \tau \frac{2J_{\text{пол}}}{d}. \quad (1.19)$$

где M — крутящий момент;

φ — угол закручивания стопорного винта;

l — его длина;

$J_{\text{пол}}$ — полярный момент инерции сечения;

G — модуль упругости при кручении;

J — приведенный момент инерции движущихся масс;

ω — угловая скорость останавливаемого валика;

τ — напряжение кручения;

d — диаметр винта.

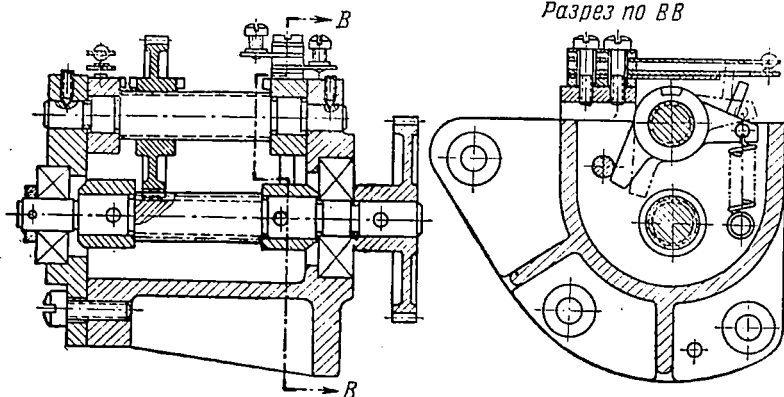
На фиг. 1.33 приведен винтовой стопор, в котором палец *A* воздействует при стопорении на электрический контакт.

На фиг. 1.34 показана конструкция дискового стопора (блокировочного устройства). Два диска *A* и *B* могут вращаться, только проходя в прорезы сопряженного диска; при ином положении диска *A* вращение диска *B* невозможно. В свою очередь диск *A* может быть повернут только при трех положениях диска *B*, проходя через один из его прорезов.

Подобный стопор встречается в механизме для смены баллистических эксцентров. Последние дают для заданного типа снарядов связь между дальностью стрельбы и необходимым углом возвышения (подъема) орудия. Так как одно и то же орудие может стрелять различными видами снарядов, то для каждого вида боеприпасов необходимо пользоваться особым эксцентром. Переход от одного из них к другому выполняется передвиганием всех эксцентров, со-

ставляющих одну общую деталь — пакет эксцентриков — вдоль шпонки валика, на котором сидит весь пакет.

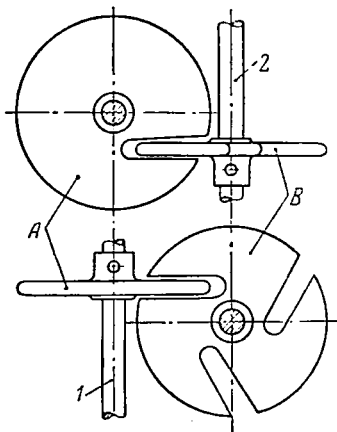
В рассматриваемом механизме три баллистических эксцентрика и соответственно диск *B* имеют три прореза. Диск сидит на валике 2, который является



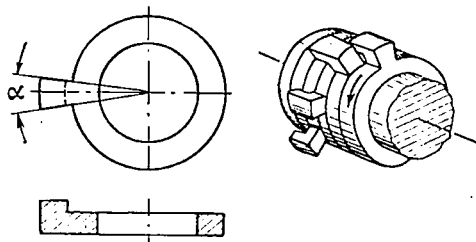
Фиг. 1.33. Винтовой стопор, воздействующий на электрический контакт.

ведущим в механизме передвижения эксцентриков. Рабочие положения последних, при которых плоскость одного из эксцентриков совпадает с плоскостью качания шупа (рычага), снимающего искомый угол возвышения, определяются совпадением одного из трех прорезов с диском *A*. Только при рабочих положениях можно повернуть валик 1 диска *A* и подвести снимающий рычаг к эксцентрику, стоящему точно против него.

При смене эксцентриков необходимо начать с поворота диска *A* в положение, изображенное на фиг. 1.34. Этим движением съемный рычаг отводится от эксцентрика. Только после этого можно повернуть вал 2 с диском *B*, т. е.



Фиг. 1.34. Дискосовый стопор.



Фиг. 1.35. Шайба многодискового стопора.

передвинуть пакет эксцентриков вдоль вала на один или два шага. Для обратного подведения к эксцентрику съемного рычага нужно повернуть валик 1 с диском *A*, что возможно благодаря прорезам диска *B* лишь при правильном положении пакета. Таким образом, назначением описываемого стопора является блокировка движений.

Дискосовые стопоры применяются иногда наравне с винтовыми для остановки валика в двух предельных положениях. В этом случае на гладкий валик наде-

вают целый ряд шайб (фиг. 1.35). Повернувшись на угол $360^\circ - \alpha$, такая шайба своим выступающим кулачком зацепляется за кулачок соседней шайбы и приводит ее во вращение. Таким образом, вращение последовательно распространится по всему ряду шайб, начиная от ведущей, закрепленной на валике, и кончая стопорной, привернутой к опоре. Когда все диски прижаты кулачками друг к другу и к стопорной шайбе, вращение прекращается. Вращение в противоположную сторону дает возможность каждому диску повернуться опять на угол $360^\circ - \alpha$ относительно смежного, после чего кулачки прикоснутся другими сторонами. Полный угол поворота при n кулачках равен $(360^\circ - \alpha)n$.

Для ограничения вращения наряду с описанными стопорами применяются также кулачковые, шестеренчатые и другие конструкции стопоров.

§ 12. Шкалы

Шкалы могут быть неподвижными при подвижной стрелке или подвижными при неподвижном указателе. Форма шкал бывает различной, чаще всего встречаются *круглые* шкалы. Толщина штрихов шкалы изменяется от 0,3 до 0,6 мм. Соответствующая ошибка в отсчете мала по сравнению с ошибкой *округления* при отсчете, равной половине деления шкалы (см. гл. II).

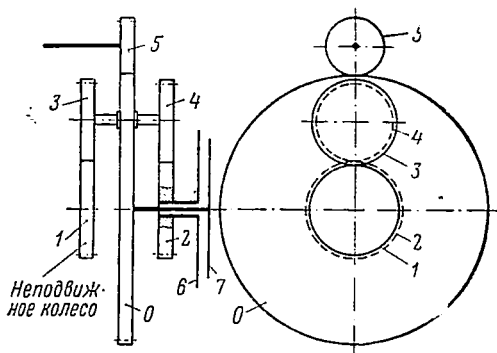
Вращающиеся шкалы (например, для совмещения) имеют еще источник ошибок — зазор во втулке и происходящий от него эксцентриситет вращения, принимаемый равным половине зазора. Эксцентриситет шкалы подобно эксцентриситету зубчатого колеса вызывает синусоидальную отсчетную ошибку. Ее максимальная величина равна $2e : \frac{D}{2}$ радиан.

Многие сложные функции требуют применения неравномерных шкал. Примером может служить логарифмическая шкала. Однако в приборах их избегают,

так как отсчет по ним менее удобен и главное менее точен. Поэтому часто делаются попытки ввести промежуточный механизм для замены отсчитываемой по шкале функции другой величиной, изменяющейся по закону прямой линии. Такое *выпрямление* шкалы чаще всего производится кулачковыми механизмами. В книге проф. С. С. Тихменева¹ приводится целый ряд шарнирных и кулисных механизмов, применяемых для той же цели.

Каждое деление шкалы должно иметь длину дуги не менее 1—2 мм для отчетливой видности. Диаметр шкалы зависит от числа ее делений. При очень больших числах делений (например, полная окружность делится на 6000 частей — «делений угломера») шкалы получают неконструктивно большими, и приходится размещать деления как-нибудь иначе. Встречаются шкалы, расположенные на поверхности цилиндра по винтовой линии, и плоские шкалы, расположенные по спирали Архимеда.

Чаще всего шкалы делятся на две: точного и грубого отсчета. Шкала точного отсчета содержит небольшое число (часто 100) мелких единиц; сотни же вынесены на шкалу грубого отсчета. Если полное число делений равно 6000, то



Фиг. 1.36. Планетарная передача между шкалами точного и грубого отсчета.

¹ С. С. Тихменев. Элементы точных приборов. Оборонгиз, 1956.

стрелка точного отсчета делает 60 полных оборотов по 100 делений, а стрелка грубого отсчета — один оборот (иногда неполный), равный 60 большим делениям. Передаточное число между обеими стрелками равно (при использовании полного оборота стрелки грубого отсчета) 60.

На фиг. 1.36 показана схема планетарной передачи между шкалами точного и грубого отсчета. Числа зубьев сцепляющихся колес равны $z_1=59$; $z_2=60$; $z_3=z_4=48$. Ведущим является валик 5, приводящий во вращение водило O со шкалой 7 точного отсчета. Водило несет опору валика «сателлитов» 3 и 4 (по 48 зубьев). Колесо 3 обкатывается вокруг неподвижного колеса 1, имеющего 59 зубьев. От колеса 4 приводится во вращение колесо 2 (60 зубьев), соединенное со шкалой 6 грубого отсчета. Пусть водило сделало один оборот $n_0=1$; $n_1=0$. Число оборотов ведомого колеса 2 можно подсчитать по формуле Виллиса (см. ниже в разделе о дифференциальных суммулирующих механизмах)

$$n_2 = n_1 i + n_0 (1 - i), \quad (1.20)$$

где i — передаточное отношение сцепляющихся колес при неподвижном водиле:

$$i = \frac{59 \cdot 48}{48 \cdot 60} = \frac{59}{60};$$

$$n_2 = 0 \frac{59}{60} + 1 \left(1 - \frac{59}{60}\right) = \frac{1}{60}.$$

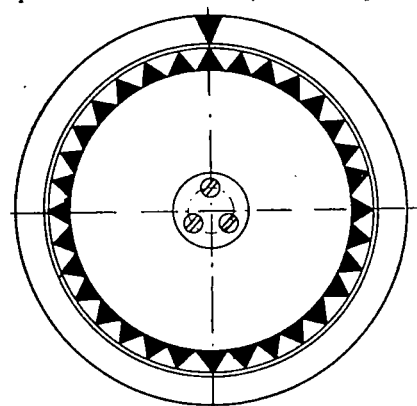
Иногда точная шкала содержит не 100 делений, а число, кратное ста, т. е. $100 \cdot n$; число n бывает равным 1, 2, 3 и т. д.

§ 13. Механизмы с совмещением стрелок

Механизмы с совмещением стрелок применяются довольно часто, а именно:

- 1) когда развиваемый механизмом момент недостаточен для приведения в действие дальнейших механизмов прибора;
- 2) при так называемом «сведении» математического баланса.

Примером первого случая может служить ввод в прибор начальных данных при помощи *индикаторной* синхронной передачи. По шкале движется стрелка, связанная с принимающим мотором, и угол ее поворота пропорционален углу поворота его ротора, т. е. передаваемому значению переменной величины. Стрелка носит название «электрической». Оператор должен так вращать рукоятку, чтобы вместе с электрической стрелкой двигалась «механическая» при возможно близком их совпадении. Вращаемый рукояткой валик, кроме передачи к этой стрелке, перемещает при помощи другой передачи ведущее звено счетно-решающего механизма. Необходимый для вращения валика момент сообщается от руки. Никакого считывания переданного принимающим мотором отсчета и новой установки его в механизме не требуется.



Фиг. 1.37. Шкала для совмещения.

Сведение математического баланса является методом решения уравнения. Выражения для левой и правой частей уравнения вырабатываются порознь — каждое в своем ряде механизмов. Значение неизвестного вводится при этом от руки. Пропорционально обеим частям

уравнения перемещаются по шкале две стрелки или стрелка и индекс (указатель). Путем подбора значения неизвестного добиваются совмещения стрелок, т. е. равенства обеих частей уравнения. Введенное значение и будет искомым корнем уравнения.

Из конструктивных требований к механизму с совмещением стрелок нужно упомянуть хорошую видимость стрелок и, следовательно, не слишком большую их угловую скорость; желательное число оборотов в минуту 10—20.

Механизм может иметь лишь одну стрелку и неподвижный нулевой индекс. Величины, пропорциональные обеим частям уравнения, поступают на механизм для алгебраического суммирования, и стрелка показывает их разность. Задача обслуживания — приведение стрелки к неподвижному нулю — осуществляется в этом механизме проще, чем при совмещении подвижных стрелок.

В случае сравнения только угловых скоростей изменения функций, как в описываемых ниже фрикционных тахометрах, вместо подвижного индекса делают подвижной всю шкалу (фиг. 1.37); никаких надписанных делений на ней нет, в некоторых приборах ставят просто раскрашенную звезду. Совмещение производят с *любым* из штрихов шкалы или лучей звезды. Упустив один штрих, не стараются его догнать, а добиваются совмещения со следующим.

Глава IV

ПЕРЕДАЧИ ДВИЖЕНИЯ В МЕХАНИЗМАХ

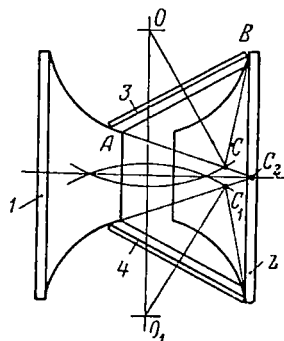
§ 14. Передачи вращательного движения

Передача трением

В счетно-решающих механизмах распространены передачи с переменным передаточным отношением. Конструкции передач могут быть разнообразными (см. гл. V, § 20). В новых силовых фрикционных передачах можно встретить конструкцию инж. В. А. Светозарова. Схема ее показана на фиг. 1.38. Ведущий и ведомый валки соосны, т. е. их геометрические оси служат одна продолжением другой. Оба валки несут глобоидальные «чашки» 1 и 2 одинаковой формы и величины. По их внешним поверхностям работают два ролика 3 и 4, имеющие сферическую рабочую поверхность. В приборных передачах эти ролики исполняются из пластмассы. Ролики служат промежуточными телами передачи, и вращающий момент передается, например, по пути 1—3—2 или 1—4—2. Оси вращения роликов могут наклоняться вокруг центров O и O_1 , причем обе промежуточные оси и ролики постоянно остаются симметричными относительно оси обеих чаш. На фиг. 1.38 показано положение, когда обе оси и оба ролика находятся в правой части передачи, около ведомой чаши. При этом линейные скорости в точках A и B равны, но вследствие различия радиусов передачи правая чаша будет вращаться медленнее, чем левая.

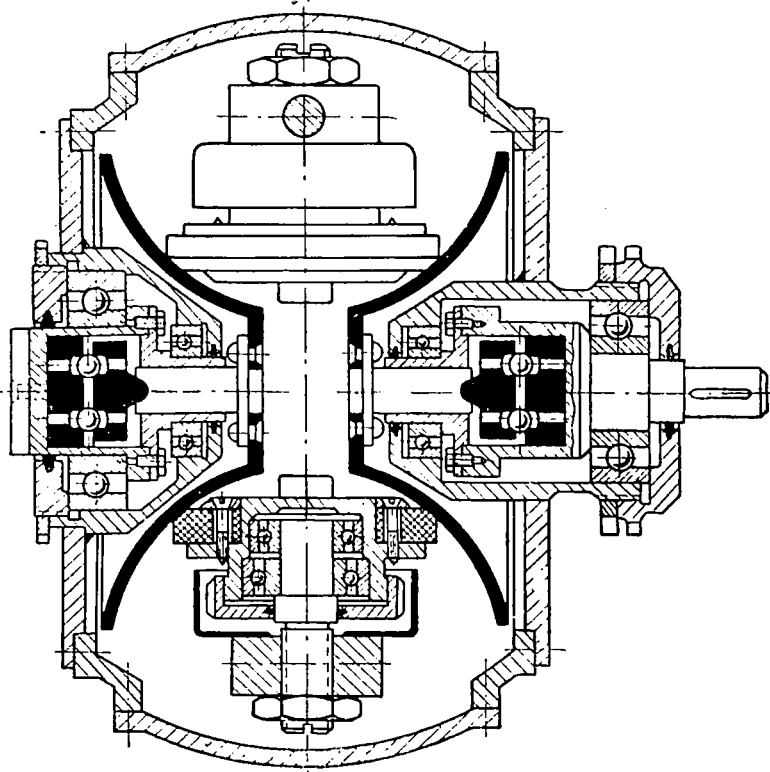
Поворачивая одновременно на равные углы обе промежуточные оси вокруг точек O и O_1 , можно непрерывно изменять передаточное отношение.

На фиг. 1.38 проведены вспомогательные конические поверхности: две из них касаются сферических роликов, а одна — поверхности чаши. Так как вер-



Фиг. 1.38. Схема фрикционной передачи В. А. Светозарова.

шины конусов C и C_1 не совпадают с вершиной C_2 ведущего конуса, то неизбежно проскальзывание трущихся поверхностей. Однако это скольжение меньше, чем во многих других фрикционных механизмах. Уменьшение скольжения, а



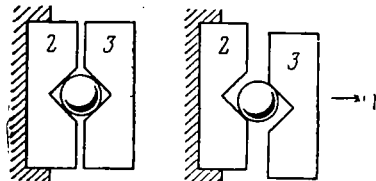
Фиг. 1.39. Конструктивное выполнение фрикциона В. А. Светозарова.

следовательно, и износа рабочих поверхностей чаш и роликов представляет крупное достоинство описываемой фрикционной передачи.

Конструктивные детали фрикционного устройства показаны на фиг. 1.39.

Оси ведущей и ведомой чаш соединены с соответствующими валиками посредством муфт с крестообразными пазы (на

фиг. 1.39 внешние пазы показаны вертикальными, а внутренние — в горизонтальном положении). Средняя часть муфты состоит из двух деталей, между которыми расположено по два шарика. Шарик помещены в конических углублениях половин средней части муфты (фиг. 1.40). При возрастании передаваемого момента одна из половин муфты (2) начнет поворачиваться относительно другой (3); вследствие этого шарик начнет выкатываться из лунок, распирая половин муфты. Распор подвинет короткие оси чаш к центру, увеличивая нажатие чаш на промежуточные ролики, т. е. автоматически регулируя нажатие трущихся поверхностей соответственно величине передаваемого момента. Диапазон регулирования передаточного отношения 6—8 раз.



Фиг. 1.40. Нажимное устройство передачи.

Фиг. 1.40. Нажимное устройство передачи.

Зубчатые передачи

Передачным числом называется отвлеченное отношение между числами оборотов в минуту ведущего и ведомого валов:

$$J = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{z_2}{z_1}. \quad (1.21)$$

В расчетах часто встречаются и обратные величины — отношения i угловой скорости ведомого валика к ведущему. Они носят название *передаточных отношений*. Так как цены оборотов μ_1 и μ_2 валиков обратно пропорциональны числам их оборотов в минуту, то

$$J = \frac{\mu_2}{\mu_1}; \quad i = \frac{\mu_1}{\mu_2}. \quad (1.22)$$

Передачные числа в приборостроении достигают 10 и более. В случае параллельных валиков применяются цилиндрические колеса с прямыми или для большей продолжительности зацепления с косыми (винтовыми) зубьями. Одно из колес при возрастании радиуса его делительной окружности до бесконечности обращается в рейку с прямыми или косыми зубьями. При пересекающихся осях передача получается *конической* с общей вершиной конусов (аксондов) в точке пересечения осей. При скрещивающихся валах передача имеет *гиперболические аксонды* и может быть приближенно заменена *винтовыми* цилиндрическими колесами или червячной передачей в зависимости от i .

По совершенству выполнения зубчатые колеса делятся на три класса: А — особой точности, Б — нормальной и В — пониженной. В табл. 1.1 приведены основные допуски деталей цилиндрических колес классов А и Б.

Таблица 1.1*

Допуски на основные элементы цилиндрических колес модуля 0,4—1 в мм

	Класс	Диаметры колес в мм		
		до 40	40—100	свыше 100
Предельные отклонения основного шага	А	+6	6	6
	Б	-10	10	10
Наибольшая разность смежных окружных шагов	А	10	12	12
	Б	12	15	20
Наибольшая накопленная погрешность шага	А	20	25	35
	Б	35	45	60
Допуск на профиль	А	8	8	10
	Б	12	15	15
Предельное отклонение направления зуба на 100 мм длины	А	40	40	40
	Б	65	65	45
Допуск на смещение исходного контура	А	12	15	18
	Б	20	25	30

* М. П. Козлов. Мелкомодульные зубчатые передачи, Оборонгиз, 1949.

Зацепление колес класса А считается беззазорным. Это достигается или изменением межцентрового расстояния, или в случае нерегулируемых осей подбором сцепляемых зубчатых колес. Передачи класса Б имеют боковой зазор.

лишь такой величины, которая необходима при нерегулируемых осях для компенсации ошибок изготовления.

Для модуля зацепления в счетно-решающих устройствах ходовыми являются только значения 0,4; 0,5; 0,8; 1; 1,5. Максимальные диаметры колес не превышают 120—150 мм. При модулях, меньших 0,5, следы режущего инструмента на боковых поверхностях зубьев вносят заметные искажения в форму зуба. Поэтому такие мелкие зубья следует применять только в крайних случаях.

подавляющее большинство зацеплений имеет *эвольвентные* профили зубьев. Их достоинствами являются возможность нарезания обкаткой при помощи более простого и дешевого инструмента и меньшая чувствительность к изменению межцентрового расстояния, например, с целью уменьшения мертвого хода. Недостатком эвольвентных профилей является меньшая стойкость по отношению к износу, проявляющемуся вследствие неравномерного скольжения профилей. Этот недостаток с избытком компенсируется названным выше преимуществом.

Теоретически точный эвольвентный профиль в торцевом сечении получается лишь при применении червячных *эвольвентных* фрез. Нарезание зубьев фрезами с трапецевидным профилем в осевом сечении (архимедов червяк) дает несколько более выпуклый профиль зуба, что может играть роль фланкирования — облегчать плавный вход зуба в зацепление. У эвольвентного червяка трапецевидная форма зубьев находится в плоскости, касательной к основному цилиндру червяка; в осевом сечении зубья имеют эвольвентный профиль.

Погрешности зубьев колес в шаге и профиле при равномерном вращении ведущего колеса вызывают неравномерное вращение ведомого, т. е. (небольшие) колебания величины передаточного числа. Эти погрешности вызывают колебания валиков передачи, поперечные, продольные и крутильные.

При изготовлении колес все большее распространение получает способ *обкатки*. Кроме технологических преимуществ, метод обкатки открывает возможность изготовления не только нулевых колес, но и нарезанных со смещением инструментальной рейки или долбяка. Смещение инструмента применяется в приборостроении не ради получения изделия с малым числом неподрезанных зубьев, а для достижения более высоких качественных показателей проектируемой передачи.

Геометрическая теория зубчатых передач, занимающаяся вопросом их качественных показателей, изложена в руководстве проф. В. А. Гавриленко¹. К этому руководству авторы отсылают желающих изучить подробно методы проектирования зубчатых передач. К числу качественных показателей передачи, определяющих ее техническое совершенство, относятся следующие.

1. Коэффициент скольжения зубьев λ ; конструктор должен добиваться его уменьшения путем положительного смещения инструмента (т. е. его отодвигания от изделия).

2. Коэффициент удельного давления между рабочими профилями, влияющий на износ зубьев; он должен быть наименьшим, для чего применяется также положительное смещение (отодвигание) инструмента. Оба эти коэффициента ведут себя одинаково, и можно ограничиться уменьшением одного из них, например коэффициента скольжения λ .

3. Коэффициент перекрытия ϵ , т. е. отношение длины дуги зацепления к шагу. Он должен быть больше или равен единице. Положительные смещения инструмента уменьшают этот коэффициент.

4. Коэффициент геометрической формы зуба, характеризующий близость профиля к очертанию тела равного сопротивления изгибу; этот коэффициент улучшается при положительном смещении инструмента.

Отодвигание реза от нарезаемого колеса или колеса от инструмента улучшает первый и второй коэффициенты, коэффициент формы и ухудшает коэффициент перекрытия, приближая его к единице. Окончательно можно рекомендовать для применения *положительные* колеса — с отодвиганием инструмента.

¹ В. А. Гавриленко. Геометрическая теория эвольвентных зубчатых передач. Машгиз, 1949.

Нормальные величины коэффициентов перекрытия ϵ для колес:

1-го класса точности (А)	1,05
2-го " " (В)	1,08
3-го " " (В)	1,15

Значения коэффициента скольжения λ не должны превышать для линейной скорости зубьев по полондной окружности:

20 м/сек и выше	1,5
8—25 "	3
2—10 "	4
1—3 "	6
0—1,5 "	8

Вследствие небольшой величины моментов, передаваемых в счетно-решающих механизмах, напряжения и деформации зубьев во время работы невелики. При наличии ошибок изготовления профилей или шага колес эти погрешности не могут быть компенсированы деформациями более напряженных при работе пар зубьев. В этом случае не может произойти соприкосновения второй пары зубьев, ожидаемого по расчету, и коэффициент перекрытия действительных колес, вероятно, равен единице. Таким образом, зубчатая передача в приборах оказывается весьма чувствительной к погрешностям изготовления.

Для колес с косыми зубьями в число переменных параметров, характеризующих зацепление, входит еще угол β наклона зубьев к образующей колеса. При настройке станка для нарезки косых зубьев важно фиктивное число зубьев:

$$z_{\Phi} = \frac{z}{\cos^3 \beta}. \quad (1.23)$$

Когда оси сцепляющихся косозубых колес параллельны, их углы β_1 и β_2 одинаковы по абсолютной величине, но зубья — правые и левые. Цилиндрические косозубые колеса с параллельными осями рационально применять при необходимости вписаться в заданное расстояние между центрами, например в коробках скоростей, если между параллельными валиками работает несколько рядом расположенных передач.

Недостатком косых зубьев является осевое давление, равное проекции силы давления между зубьями на направление оси. Для компенсации осевого давления колесо может быть составлено из двух частей с симметричным наклоном зубьев (шевронное колесо). В приборах осевое давление невелико и может быть воспринято радиальными шарикоподшипниками.

Если оси колес скрещиваются под углом $\phi = 90^\circ$ (винтовые колеса), то угол наклона β на ведущем колесе желательно иметь больше β ведомого колеса. При $i=1$ углы $\beta_1 = \beta_2 = 45^\circ$; направление наклона зубьев одноименное. Если угол скрещивания не равен 90° , то для зубьев одинакового направления он равен сумме, а для зубьев разного направления — разности углов подъема косых зубьев обоих колес. При кратчайшем расстоянии между осями l имеем

$$\left. \begin{aligned} D_1 + D_2 &= 2l; \\ \frac{D_1 \cos \beta_1}{D_2 \cos \beta_2} &= i; \\ \beta_1 + \beta_2 &= \phi. \end{aligned} \right\} \quad (1.24).$$

В этой системе трех уравнений с четырьмя неизвестными может быть выбрано произвольно одно из них, или отношение $D_1 : D_2$.

При замене гиперболоидальных колес винтовыми скольжение зубьев вдоль винтовых поверхностей сохраняется. Оно уменьшает к. п. д. передачи и вызывает усиленный износ зубьев.

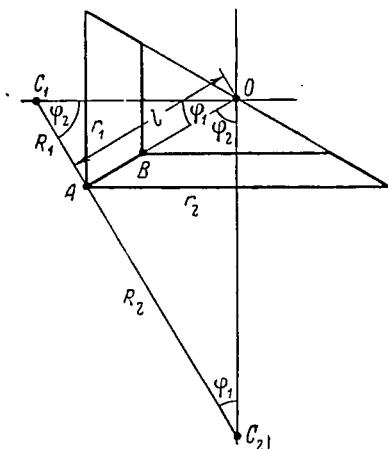
Для конических колес, оси которых пересекаются под произвольным углом φ , имеют место такие соотношения, связывающие этот угол с углами φ_1 и φ_2 между осями и образующими конусов:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_1 &= \frac{\sin \varphi}{i + \cos \varphi}; \\ \operatorname{tg} \varphi_2 &= \frac{i \sin \varphi}{1 + i \cos \varphi}; \end{aligned} \right\} \quad (1.25)$$

При $\varphi = 90^\circ$ находим

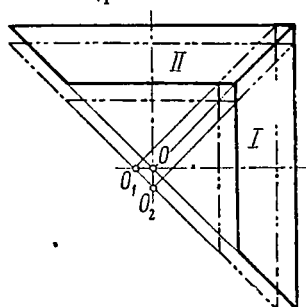
$$\begin{aligned} \varphi_1 + \varphi_2 &= \varphi. \\ \operatorname{tg} \varphi_1 &= \frac{1}{i}; \\ \operatorname{tg} \varphi_2 &= i = \operatorname{ctg} \varphi_1; \\ \varphi_1 + \varphi_2 &= 90^\circ. \end{aligned}$$

Такие же углы получаются и у дополнительных конусов. Из треугольников находим (фиг. 1.41):



Фиг. 1.41. Связь между углами аксоидов в конической передаче.

$$\begin{aligned} \frac{r_2}{r_1} &= i = \operatorname{tg} \varphi_2; \\ R_2 &= l \operatorname{tg} \varphi_2; R_1 = l \operatorname{tg} \varphi_1 = l \operatorname{ctg} \varphi_2; \quad (1.26) \\ \frac{R_2}{R_1} &= \operatorname{tg}^2 \varphi_2 = i^2. \end{aligned}$$



Фиг. 1.42. Придвигание конических колес к общей вершине с целью уменьшения зазоров между зубьями.

Образующие дополнительных конусов R_2 и R_1 представляют фиктивные радиусы цилиндрических колес для образования зубьев способом Тредгольда. Если для этих воображаемых цилиндрических колес задаться допустимым в приборостроении наибольшим передаточным отношением 10, то максимальное значение i конической передачи будет равно $\sqrt{10} = 3,17$. Приблизительно

$$i < 3,5.$$

Уменьшение боковых зазоров и мертвого хода в конической передаче придвиганием колес к общей вершине конусов практикуется часто, но может вызвать разрегулировку передачи. Вершина конуса I (фиг. 1.42) перейдет при подсадке влево в точку O_1 , а вершина конуса II — вниз в точку O_2 . Между тем совпадение вершин конусов является неперемнным условием чистого качения

аксидов друг по другу. Несоблюдение его ведет к быстро прогрессирующему износу зубьев передачи.

Червячные передачи употребляются для значений передаточного числа от 3 до 500. Обыкновенно встречаются передачи с цилиндрическим, а не глобидальным червяком. В таких передачах колесо цилиндрическое, прямозубое или косозубое. Угол скрещивания 90° или 90° без угла γ подъема нитки на червяке. Наиболее распространен архимедов червяк с трапецевидным профилем в осевом сечении. С увеличением подъема винтовой линии на червяке (и числа его заходов) точность нарезки уменьшается. Так, трех- и более заходные червяки с углом подъема более 12° могут быть изготовлены только по 3-му классу точности.

В некоторых механизмах—червячных дифференциалах—ведущий червяк, кроме вращения на определенный угол, получает еще и продольное перемещение. Последнее вызывает добавочный поворот червячного колеса, складывающийся алгебраически с основным углом поворота, сообщаемым вращением червяка. При этом червяк работает, как рейка с косыми зубьями.

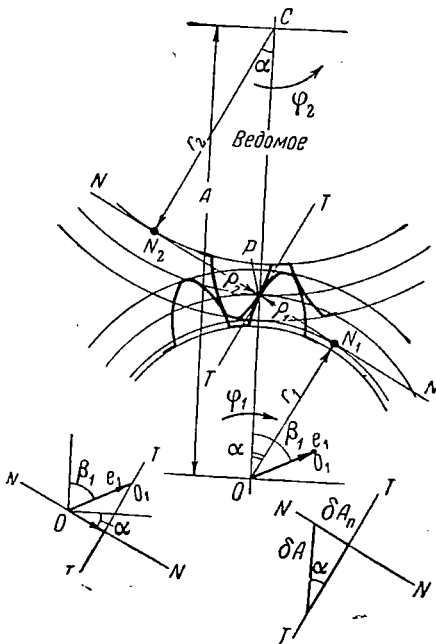
Ошибки червячной передачи, по данным проф. С. Т. Цуккермана, превышают погрешности прямозубых цилиндрических колес на 5—10%.

Ошибки зубчатых эвольвентных передач (фиг. 1.43). Первичными погрешностями, вызывающими ошибки положения ведомого колеса, являются неправильности профилей зубьев, которые могут быть выражены через изменение δr радиуса кривизны эвольвенты; ошибки в толщине зуба δr ; погрешности основного шага δt ; неточность межцентрового расстояния δA ; эксцентриситеты (e), перекосы колес и влияние зазоров. В зацеплении считаем находящейся только одну пару зубьев.

Погрешность положения ведомого (2-го) колеса будем считать положительной, если она увеличивает его угол поворота φ_2 . Таковы, например, погрешности, происходящие от выпуклости ($+\delta r$) на профиле любого из зубьев или от увеличения толщины зуба ($+\delta r$). С другой стороны, увеличение шага δt_1 ведущего (1-го) колеса имеет своим последствием более поздний вход в зацепление следующего профиля, т. е. отставание ведомого колеса, поэтому погрешность будет иметь знак минус. То же увеличение шага, но на ведомом колесе δt_2 будет способствовать его повороту на больший угол, и погрешность придется считать положительной.

Каждое из перемещений, вызываемых перечисленными первичными ошибками, можно разложить по двум направлениям: а) по общей нормали к профилям, т. е. по линии зацепления; это перемещение непременно будет действовать на зуб ведомого колеса, причина добавочный его поворот $\delta \varphi_2$, положительный или отрицательный; б) вторая составляющая будет направлена перпендикулярно к первой—по общей касательной к профилям; это перемещение может вызвать только лишнее проскальзывание, не связанное с поворотом ведомого колеса и потому для нас безразличное.

Погрешность δr длины радиуса кривизны эвольвентного профиля пред-



Фиг. 1.43. Погрешности зубчатых эвольвентных передач.

ставляет линейное перемещение зуба ведомого колеса вследствие рассматриваемой ошибки любого из касающихся профилей. Чтобы получить угловую погрешность, нужно разделить линейную на радиус той окружности, которой касается линия действия погрешности, т. е. линия зацепления. Эта окружность есть *основная* окружность ведомого колеса; называя ее радиус через r_2 , находим угловую (отсчетную) ошибку положения ведомого колеса вследствие ошибок профилей обоих зубьев:

$$\delta\varphi_p = \frac{\delta\rho_1 + \delta\rho_2}{r_2}. \quad (1.27)$$

Аналогично для неправильных толщин зубьев p по делительным окружностям находим

$$\delta\varphi_p = \frac{\delta p_1 + \delta p_2}{\cos \alpha r_2}, \quad (1.28)$$

причем угол давления (зацепления α) по стандарту равен 20° .

Для ошибок в основных шагах

$$\delta\varphi_t = \frac{-\delta t_1 + \delta t_2}{r_2}, \quad (1.29)$$

если эти ошибки выражены в угловых единицах, то

$$\delta\varphi_t = (\delta\varphi_t)_1 i + (\delta\varphi_t)_2. \quad (1.30)$$

Здесь i — передаточное отношение колес:

$$i = \frac{z_2}{z_1} = \frac{r_2}{r_1}.$$

Если считать центр ведущего колеса неподвижным, то отступление δA межцентрового расстояния от его номинальной величины явится поступательным перемещением всех точек ведомого колеса. Это радиальное перемещение даст на линию зацепления проекцию $\delta A \sin \alpha$ и угловую ошибку:

$$\delta\varphi_A = \frac{\delta A \sin \alpha}{r_2}. \quad (1.31)$$

Эксцентриситеты e_1 и e_2 , направленные в текущем положении колес под углами β_1 и β_2 к линии центров, производят перемещения самих колес по этим направлениям. Их проекции на общую нормаль к профилям зубьев (на линию зацепления) равны $e_1 \sin(\beta_1 - \alpha)$ и $-e_2 \sin(\beta_2 - \alpha)$.

Следовательно, угловая погрешность положения ведомого колеса

$$\delta\varphi_e = \frac{e_1 \sin(\beta_1 - \alpha) - e_2 \sin(\beta_2 - \alpha)}{r_2}. \quad (1.32)$$

Перекося колеса на оси образуется при его закреплении, например перетягиванием колеса при штифтовании. Угол перекося в радианах равен максимальному зазору при надевании колеса на ось (т. е. разности максимального отверстия и минимального диаметра валика), деленному на длину ступицы колеса. Если считать, что центр поворота колеса лежит в его средней плоскости, то произведение угла перекося на половину длины образующей зуба даст увеличение радиуса для одного из углов зуба. Проекция этого размера на общую нормаль к профилям, т. е. произведение его на $\cos \alpha$, представит линейную ошибку положения ведомого колеса. При наличии перекося у обоих сцепляющихся колес нужно квадратическую сумму обеих погрешностей от перекося (так как относительное расположение эксцентриситетов случайно) разделить на радиус основной окружности r_2 ведомого колеса.

Подобным же образом можно подсчитать зазоры в подшипниках и вычесть из них предполагаемую толщину слоя смазки. Направление перекося оси колеса

в подшипниках и его перемещения вследствие зазоров являются случайными; даже результат его — поступательное перемещение или поворот — зависит от действующих сил. Академик Н. Г. Бруевич¹ рекомендует при заданных силах рассмотреть их действие на идеальный механизм, не имеющий ошибок. Направления опорных реакций этого механизма дают направления относительных перемещений в шарнирах исследуемой передачи. Они являются функциями действующей системы сил. При случайных направлениях сил все перемещения в шарнирах равно вероятны. Для подшипников качения, широко распространенных в счетно-решающих приборах, можно принимать зазоры равными нулю². В подшипниках скольжения зазоры определяются согласно посадке движения или ходовой 2-го или 3-го класса.

При перемене направления передачи момента в паре зубчатых колес (например, когда ведущее колесо становится тормозом) должны измениться знаки первых трех погрешностей положения ведомого колеса. Вычитая одну из другой погрешности положения ведомого колеса, соответствующие противоположным направлениям его вращения, можно получить ошибку от *мертвого хода*.

При рассмотрении множества одинаковых зубчатых передач можно отметить *среднее* значение (или математическое ожидание) ошибки положения ведомого колеса a_{φ} и величину *рассеивания* отдельных результатов расчета, иначе предельные отклонения погрешности положения δ_{φ} . Н. А. Забелин определяет эти величины по формулам

$$a_{\varphi} = \frac{a}{r_2}; \quad \delta_{\varphi} = \frac{\delta}{r_2} \quad (1.33)$$

и дает таблицу значений числителей в выражениях ошибок, основанную на ведомственном стандарте заводов МСП на мелко модульные зубчатые колеса 2-го и 3-го классов точности (диаметры зубчатых колес от самых малых до 200 мм).

Таблица 1.2

Значения числителей <i>мик</i>	Передачи с подшипниками скольжения		Передачи с подшипниками качения		Передачи с регулируемым межцентровым расстоянием	
	2-й класс	3-й класс	2-й класс	3-й класс	2-й класс	3-й класс
a	—34	—45	—10	—22	—3	—7
δ	18	40	16	40	19	40

Мертвый ход проявляется только при перемене направления вращения. Если передача вращается только в одну сторону, то мертвый ход выбирается в начальный момент движения ведомой детали, а в дальнейшем рабочие поверхности зубьев бывают плотно прижаты одна к другой передаваемым усилием. Максимальные величины погрешностей отсчетных и от мертвого хода не совпадают: вторая имеет место при совпадении эксцентриситетов $\varphi=0$, а отсчетная при $\varphi=90^\circ$.

При нескольких последовательных зубчатых передачах можно добиться уменьшения влияния мертвого хода приведением во вращение всей кинематической цепи за ее среднее звено. Пусть, например, рассматриваемые передачи соединяют валки прибора для ввода некоторой переменной величины со шкалой для ее отсчета. Если цепь приводится во вращение через среднее звено, то оба

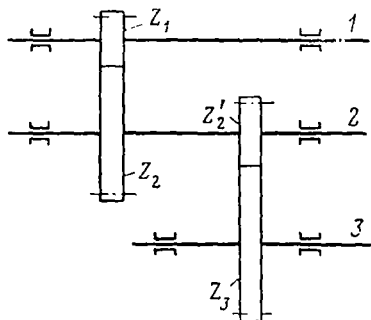
¹ Н. Г. Бруевич. Точность механизмов. Гостехтеориздат, 1946.

² Н. А. Забелин. Расчет счетно-решающих механизмов на точность. Оборонгиз, 1949, стр. 85.

крайних звена вследствие наличия мертвого хода отстанут от ведущего. При равенстве углов отставания отсчет по шкале будет точно соответствовать углу поворота валика прибора. Если в обеих половинках кинематической цепи мертвый ход имеет разную величину, то его можно искусственно увеличить в одной из частей и таким образом полностью устранить влияние мертвого хода.

Погрешности, вызываемые неправильностями профиля зубьев, шага и торцевым биением колес, имеют периодический характер. Влияние первой погрешности проявляется на одном шаге колеса, вторая сказывается на полном обороте, а третья — дважды за один оборот колеса. Перекос колеса при его закреплении на оси вызывает на торцевых плоскостях колеса эксцентриситеты противоположных знаков, т. е. кажущееся возрастание диаметра делительной окружности колеса в плоскости перекоса. В осевой плоскости, перпендикулярной к плоскости перекоса, никаких эксцентриситетов не получается, и этот диаметр сохраняет свою величину. За один оборот колеса кажущееся увеличение его диаметра скажется 2 раза. Абсолютная величина погрешности растет с увеличением длины зуба, но вообще влияние этой первичной ошибки невелико.

Фиг. 1.44. Рядовые зацепления зубчатых колес с неподвижными осями.



Полные ошибки передачи получают путем квадратического сложения частных случайных погрешностей $\delta\varphi$ и прибавления к найденному значению радикала систематических ошибок $\Delta\varphi$, к которым нужно отнести большую часть мертвого хода. Полная погрешность передачи из двух колес равна

$$\pm \sqrt{(\delta\varphi_1 i)^2 + (\delta\varphi_2)^2} + \Delta\varphi_1 i + \Delta\varphi_2. \quad (1.34)$$

Правило может быть распространено и на большее число колес.

Погрешности рядового зацепления зубчатых колес при неподвижных осях. Соответственно обозначениям фиг. 1.44 назовем погрешности положения: а) ведущего валика 1, происходящую от неточного ввода угла φ_1 , через Δ_1 ; б) промежуточного валика 2 через Δ_2 ; она происходит от ошибок в передаче $z_1 : z_2$; в) наконец, через Δ_3 — погрешность на последнем валике 3, происходящую от ошибок передачи $z_2' : z_3$. Тогда полная систематическая погрешность на ведомом валу 3 будет равна:

$$\Delta = \Delta_3 + \Delta_2 \frac{z_2'}{z_3} + \Delta_1 \frac{z_1}{z_2} \frac{z_2'}{z_3}.$$

Дробь $i_2 = \frac{z_2'}{z_3}$ есть передаточное отношение от валика 2 к валику 3, а произведение $i_1 = \frac{z_1}{z_2} \frac{z_2'}{z_3}$ — передаточное отношение от валика 1 к валику 3. Поэтому

$$\Delta = \Delta_3 + \Delta_2 i_2 + \Delta_1 i_1.$$

Вообще

$$\Delta = \Delta_n + \sum_{k=1}^{n-1} \Delta_k i_k. \quad (1.35)$$

Это выражение представляет систематическую часть погрешности в угле поворота ведомого колеса. Случайные отклонения δ_k в погрешностях отдельных

передач при рассмотрении их множества сказываются на отклонении результата от его среднего значения. Максимальная величина такого отклонения дает предельную ошибку положения механизма, получаемую по правилу квадратического сложения:

$$\xi = \sqrt{\sum (\delta_k i_k)^2}. \quad (1.36)$$

Коэффициенты i_k из выражения Δ войдут в подкоренное количество в квадратах и со знаками плюс независимо от знаков отдельных слагаемых предыдущей суммы. Например, при двух последовательных передачах (см. фиг. 1.44)

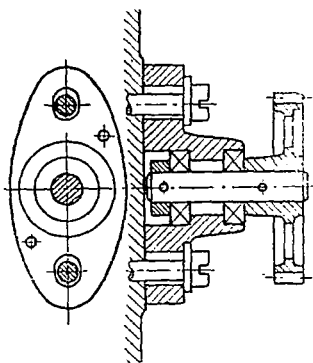
$$\xi = \sqrt{\delta_3^2 + \delta_2^2 i_2^2 + \delta_1^2 i_1^2}.$$

О погрешностях передач с подвижными осями по методу акад. Н. Г. Бруевича см. ниже, § 15,а.

В тех случаях, когда погрешности могут возникнуть в процессе работы механизма, например вследствие деформаций или износа деталей, следует при проектировании предусмотреть приспособления для устранения мертвого хода и других погрешностей. Подобные приспособления, усложняющие и удорожающие механизм, уместны лишь для тех звеньев, где передаточные отношения к ведомому звену велики. Конструкции некоторых приспособлений для выборки мертвого хода приведены ниже. Для повышения точности работы проектируемого механизма могут быть предусмотрены специальные приспособления для компенсации изменений формы и размеров, происходящих при эксплуатации устройства, — биметаллические пластинки и пружины для температурной компенсации, приспособления для выбирания излишних зазоров от износа и деформаций, устройства для компенсации изменений электрических параметров (сопротивлений, магнитного рассеивания) и пр.

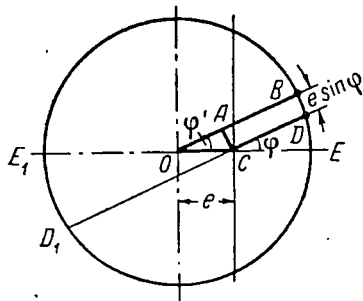
Уменьшить погрешности механизма можно путем регулирования одного из его размеров при сборке механизма или во время его эксплуатации. В заданном положении механизма этим можно обратить в нуль погрешность положения ведомого звена. Для обращения в нуль ошибки в нескольких положениях механизма нужно отрегулировать столько же его параметров.

Зубчатое зацепление при сборке (цилиндрические колеса) регулируют сближением или удалением осей. Изменяя расстояние между центрами колес при неизменных их размерах, можно изменять боковые зазоры между зубьями: при сближении в зацепление входят корневые более толстые части зубьев, отчего боковые зазоры уменьшаются. Для возможности такого регулирования конструктор должен предусмотреть свободу перемещения хотя бы одной из осей вместе с ее подшипниками — «плавающей» втулки, показанные на фиг. 1.45. По мере сближения вращения колес становится более тугим, и сборщик определяет на ощупь предельное положение, отвечающее минимальному межцентровому расстоянию и все-таки легкому ходу. Деление бокового зазора (отсчитываемого, как увидим ниже, по линии зацепления) на радиус основной окружности ведомого зубчатого колеса дает величину угловой погрешности передачи; для ее уменьшения требуется возможное сближение осей колес. Задача становится более трудной, если колеса нарезаны с эксцентриситетом. Он получается при несовпадении центра делительного приспособления станка с его осью, т. е. с линией, соединяющей центры, на которые ставят оправку с насаженным на ней нарезаемым зубчатым колесом.



Фиг. 1.45. Плавающая втулка для изменения расстояния между осями колес.

На фиг. 1.46 центр нарезаемого колеса находится в точке O , а поворот его на правильный угол φ происходит вокруг точки C . Первым следствием этого является непостоянство шага по окружности колеса: минимальный шаг DE получается со стороны эксцентриситета, наибольший D_1E_1 — с противоположной стороны колеса. Соответственно будут неодинаковыми толщины зубьев и ширины впадин между ними. Чтобы при этих условиях было возможно зацепление, зубья обязательно делают тоньше, с тем, чтобы наиболее толстый зуб прошел в наиболее узкую впадину; однако при утончении увеличиваются боковые зазоры между зубьями. Происходящая погрешность стараются при сборке «располовинить». Если числа зубьев сцепляемых колес взаимно простые, то это не удастся, так как каждый зуб ведущего колеса должен работать в каждом промежутке ведомого и наоборот. Самый широкий зуб непременно попадет и в самый узкий промежуток. Ширина последнего должна быть достаточной для пропускания наиболее толстого зуба и излишней при проходе более узких зубьев.



Фиг. 1.46. Погрешности вследствие эксцентриситета при нарезании зубчатых колес.

Противоположный крайний случай представляет сцепление двух одинаковых колес. Здесь при сборке всегда можно повернуть одно из колес так, чтобы их эксцентриситеты были направлены навстречу друг другу; при этом в зацеплении будут находиться шаги, большие или меньше нормальных. При равных колесах каждый зуб одного колеса непременно попадает в одну и ту же впадину другого; поэтому достигнутая раз установка не будет изменяться при работе. В этом случае можно уменьшить боковые зазоры, доведя их в одном из положений до нуля. В результате получится более легкий ход передачи и меньшие боковые зазоры, т. е. меньшие ошибки отсчета результата.

Промежуточные случаи не создают столь благоприятных условий для уменьшения мертвого хода, но все-таки позволяют несколько сдвинуть центры колес и тем уменьшить боковые зазоры при определенном относительном повороте эксцентриситетов собираемых колес. Искусство сборщика заключается в отыскании этого расположения.

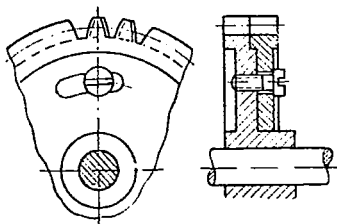
Мертвый ход в передаче, т. е. возможность углового перемещения одного из колес при неподвижном другом за счет боковых зазоров, проявляется при перемене направления вращения ведущего колеса. Оно изменяет направление своего вращения, сопряженное же колесо остается неподвижным до тех пор, пока не будет выбран весь боковой зазор и зубья не прикоснутся друг к другу противоположными боковыми сторонами. Таким образом мертвый ход вызывает ошибку отставания ведомого колеса.

Устройство для периодического выбора боковых зазоров показано на фиг. 1.47. Одно из сцепляющихся цилиндрических колес разрезано на две части по средней плоскости. Одна из них может поворачиваться относительно другой, и обе детали скрепляются винтами в смещенном положении. Таким образом как бы увеличивается ширина каждого зуба по делительной окружности и уменьшаются боковые зазоры и связанный с ними мертвый ход.

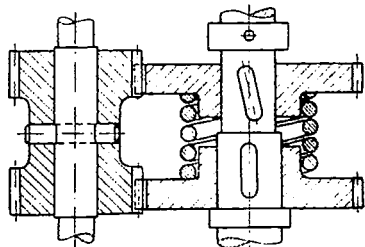
В конструкции для выбора зазоров (фиг. 1.48) применяются те же детали, только они раздвигаются в осевом направлении пружиной. Благодаря наличию винтовой шпонки осевое перемещение одной половины колеса преобразуется в поворот. При этом зуб может изменить свою ширину даже на ходу передачи соответственно ширине находящегося в зацеплении промежутка.

Стремление уменьшить боковые зазоры между сцепляющимися профилями в червячных передачах вызвало появление нескольких конструкций. В одной из них червячное колесо разделено средней плоскостью подобно цилиндрическим колесам, показанным на фиг. 1.47. В другой конструкции один из подшипников

червяка обточен снаружи по шаровой поверхности, и ось червяка может несколько поворачиваться относительно центра этой шаровой поверхности. Поворот происходит под действием пружины, постоянно прижимающей червяк к зубьям колеса и тем выбирающей излишние зазоры между ними. Эта же конструкция позволяет легко получить расцепление передачи отодвиганием червяка от колеса («отпадающий» червяк). Для той же цели втулки с подшипниками червяка могут быть обточены снаружи эксцентрично. При их повороте ось червяка перемещается в пространстве по цилиндрической поверхности, оставаясь параллельной своему



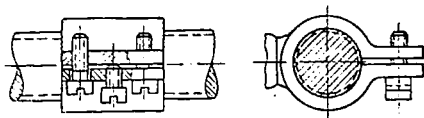
Фиг. 1.47. Периодическое выбирание боковых зазоров между зубьями.



Фиг. 1.48. Выбирание зазоров при помощи пружины и винтовой шпонки.

начальному положению. Этим перемещением производится сцепление или расцепление зубьев, а также регулирование боковых зазоров между ними.

Для выбирания мертвого хода между винтом и гайкой в винтовых передачах практически удобна и широко применяется нарезка трапецевидного сечения с закругленными углами (стандарт 2409—2411). Здесь есть полная возможность устранения излишнего зазора как при начальной сборке, так и при выборе мертвого хода, происшедшего от износа, стягиванием гайки, имеющей продольный разрез (фиг. 1.49). Противоположные части гайки при этом сближаются и проникают глубже в нарезку винта, в работу входят части профилей, прилегающие к большим основаниям трапеций, что уменьшает мертвый ход в осевом направ-



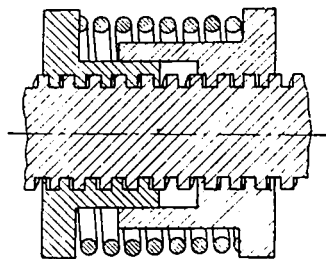
Фиг. 1.49. Выбирание мертвого хода посредством разрезной гайки.

лении. Гайка сжимается двумя крайними винтами, средний же служит для того, чтобы законтрить крайние винты в нужном положении.

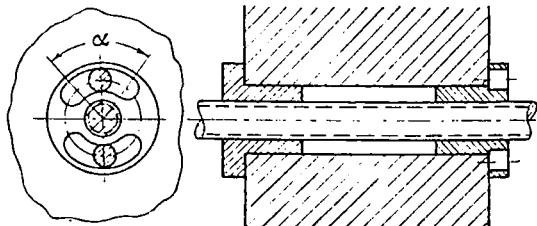
При квадратном или прямоугольном сечении нарезки стягивание гайки не устраняет продольного мертвого хода, и гайку приходится составлять из двух частей по длине (фиг. 1.50). Пружина постоянно разводит эти две части по направлению оси винта, прижимая противоположные винтовые поверхности обеих половин гайки к нарезке винта и тем выбирая мертвый ход. Простота конструкции гайки, показанной на фиг. 1.49, по сравнению с изображенной на фиг. 1.50 служит причиной распространения трапецевидной нарезки, несмотря на ее несколько меньший к. п. д.

Выбирать мертвый ход можно также путем соединения двух частей гайки друг с другом при помощи нарезки; ввертывание или вывертывание частей изме-

няет расстояние между рабочими витками и тем устраняет излишний осевой зазор. Шаг соединительной резьбы не должен равняться шагу основной, т. е. шагу ходового винта; обычно он значительно меньше. Для выбирания малых зазоров может служить устройство, приведенное на фиг. 1.51. Поворачивая правую гайку вокруг оси винта в пределах угла α , можно изменять расстояние между ее витками и витками неподвижной левой гайки.

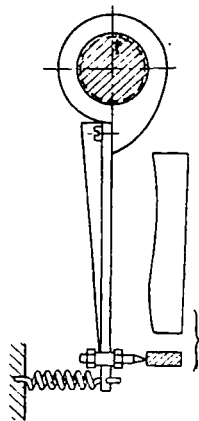


Фиг. 1.50. Гайка, состоящая из двух частей по длине.

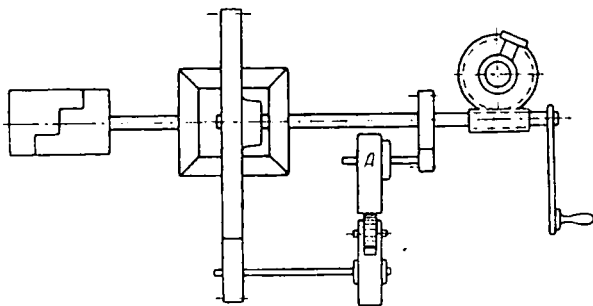


Фиг. 1.51. Устройство для выбирания малых зазоров.

Геометрические погрешности изготовления ходового винта могут быть *прогрессивными* или *периодическими*. В обоих случаях их можно компенсировать при помощи *коррекционной линейки* (фиг. 1.52). Это приспособление имеет профиль, соответствующий данному винту и его индивидуальным погрешностям. Предварительно измеряют ошибки винта без коррекционной линейки и строят диаграмму погрешностей по длине винта, где показано, насколько нужно дополнительно передвинуть гайку вдоль оси винта или, други-



Фиг. 1.52. Применение коррекционной линейки.



Фиг. 1.53. Применение коррекционного эксцентрика.

ми словами, на какой дополнительный угол нужно ее повернуть в каждом месте длины винта, чтобы компенсировать погрешность шага. Для этого добавочного поворота гайку соединяют с рычагом (фиг. 1.52), скользящим по профилю коррекционной линейки. Отступления ординат его точек от прямой линии сначала определяют по диаграмме измеренных погрешностей и окончательно доводят подшабриванием на месте. При этом добиваются точного результата для всех положений гайки по длине винта. При прогрессивной погрешности линейка выходит шире с одного конца, при периодической — профиль ее носит волнообразный характер.

На фиг. 1.53 показан коррекционный эксцентрик, работающий по тому же принципу. Здесь показан визир, в котором все механические неточности передачи

компенсируются дополнительным поворотом дающего ключа визира, получаемым от шупа эксцентрика А. Профиль последнего вычерчивается по наблюдениям погрешностей визирирования после окончательной сборки всего механизма, но без эксцентрика. Такой подобранный опытным путем эксцентрик доводит погрешность отсчета и передачи углов до 0,00025 радиана, т. е. почти до одной угловой минуты (1').

Глава V

МЕХАНИЗМЫ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ДЕЙСТВИЙ

Как мы уже сказали, электрические счетно-решающие устройства все шире распространяются в счетных приборах, вытесняя отчасти из их состава механизмы. Однако для многих действий механизмы обладают значительными преимуществами и твердо сохраняют свои прежние позиции. Таковы механизмы суммирующие, кулачковые и дифференцирующие (фрикционные); их изложение в настоящей главе будет более подробным, чем прочих механизмов.

КЛАССИФИКАЦИЯ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ МЕХАНИЗМОВ

В основу классификации естественно положить *назначение* механизмов, т. е. те математические операции, которые выполняет механизм. Таким образом, можно выделить следующие типы механизмов:

1. Суммирующие механизмы различных конструкций. Основными следует считать дифференциальные механизмы.

2. Множительные механизмы: а) для умножения на постоянные множители, б) кулисные механизмы для двух переменных сомножителей с постоянным или переменным масштабом, в) механизмы без кулис, производящие умножение сложением логарифмов или посредством возведения в квадрат (например, при помощи кулачков и некруглых зубчатых колес).

3. Механизмы для воспроизведения тригонометрических функций — синусные и тангенсные, в числе первых — координаторы.

4. Механизмы для получения сложных (произвольных) функций, например баллистических:

а) от одного переменного — плоские кулачки с одной степенью свободы;

б) от двух переменных — кулачки с двумя степенями свободы (коноиды); графики с семейством кривых;

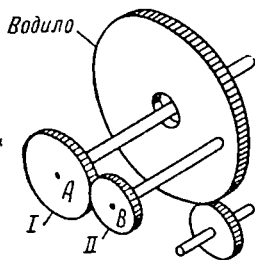
в) шарнирные механизмы для приближенного получения трансцендентных функций одного переменного.

5. Механизмы для дифференцирования и интегрирования — фрикционы, графические тахометры, механизмы средней скорости. Автоматические дифференцирующие механизмы.

§ 15. Суммирующие механизмы

Дифференциальные механизмы

Основным механизмом для алгебраического сложения является *дифференциал*, т. е. планетарный зубчатый механизм, который отличается подвижностью одного из валиков вместе с подшипниками последнего. На фиг. 1.54 представлена схема простейшей дифференциальной передачи, которая состоит из двух сцепляющихся колес I и II с центрами A и B. По известным числам зубьев колес можно найти ее передаточное отношение при неподвижных центрах A и B:



Фиг. 1.54. Схема простейшего дифференциального механизма.

Связь между угловыми перемещениями φ_1 и φ_2 колес A и B и углом поворота φ_0 водила дается формулой Виллиса:

$$\varphi_2 = \varphi_1 i + \varphi_0 (1 - i), \quad (1.37)$$

в которой i — передаточное отношение соответственной зубчатой передачи при неподвижном водиле.

В подавляющем большинстве суммирующих дифференциалов $i = -1$ (где знак минус учитывает направление вращения) и

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 2\varphi_0. \quad (1.38)$$

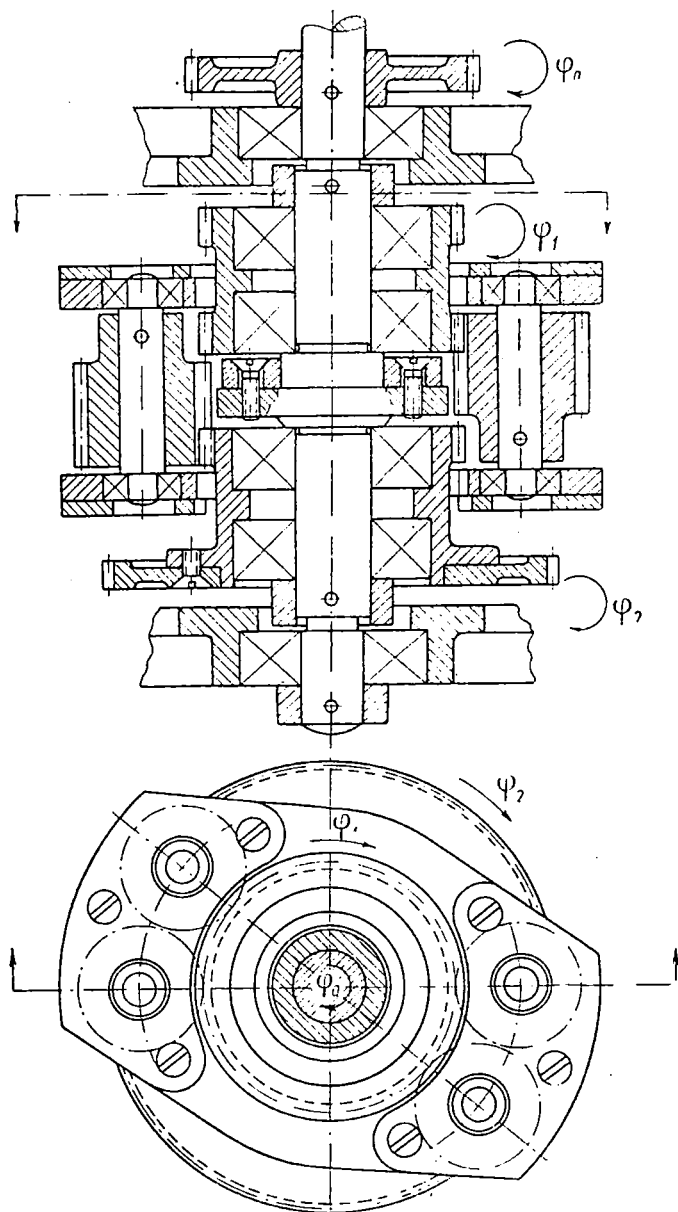
То же равенство может быть написано для угловых скоростей:

$$\omega_1 + \omega_2 = 2\omega_0$$

или для чисел оборотов n зубчатого колеса и водила:

$$n_1 + n_2 = 2n_0.$$

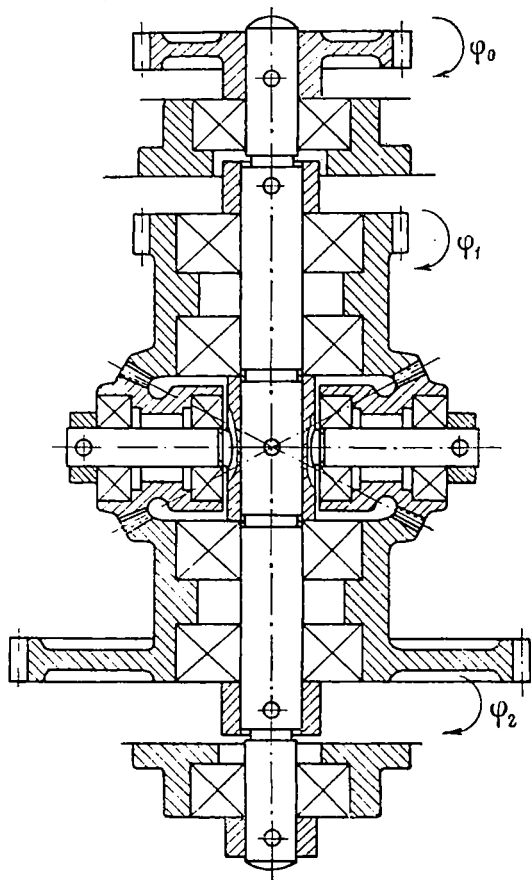
При $n_2 = 0$ находим $n_0 = \frac{n_1}{2}$. Это показывает, что при передаче некоторой величины от солнечного колеса к водилу число оборотов, представляющее эту величину, становится вдвое меньше. Таким



Фиг. 1.55. Дифференциал с цилиндрическими колесами.

образом, цена одного оборота водила вдвое *больше* цены оборота солнечного колеса.

На фиг. 1.55 и 1.56 показаны типовые дифференциалы с цилиндрическими и коническими колесами.



Фиг. 1.56. Дифференциал с коническими колесами.

общее свойство механизмов, выражающих переменные величины задачи *угловыми* перемещениями, весьма ценно, так как дает возможность исполнять самые механизмы очень небольшими.

Дифференциальный механизм входит обычно в три цепи передач: две из них подводят слагаемые, третья снимает результат алгебраического сложения. Любая из трех кинематических цепей может служить для снятия результата — и цепь, связанная с водилом, и цепь каждого из солнечных колес. На фиг. 1.57 показано условное изображение дифференциального механизма, где *A* и *B* — солнечные колеса, *C* — водило. На фигуре показаны три присоеди-

Погрешности в угле поворота ведомого валика составляют в дифференциалах с цилиндрическими колесами около $0,6^\circ$, а в конических дифференциалах примерно в 5 раз меньше (имея в виду более легкое устранение мертвого хода в конических передачах).

Допустим, что складываются две величины *X* и *Y*, вводимые в механизм в виде углов *x* и *y* поворота его солнечных колес. Обозначив сумму через *Z*, можем написать

$$X + Y = Z;$$

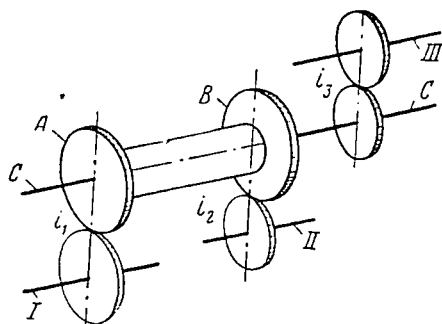
$$\delta X + \delta Y = \delta Z.$$

Считая слагаемые *X* и *Y* величинами одного и того же порядка, принимаем $\delta X \approx \delta Y$ и $2\delta X = \delta Z$, т. е.

$$\delta X = \frac{\delta Z}{2}. \quad (1.39)$$

Точность ввода каждого слагаемого, оказывается, должна быть вдвое больше (ошибка вдвое меньше), чем требуемая точность δZ получения суммы. Однако это строгое требование не влияет на габаритные размеры механизма; действительно, величина ошибок зависит прежде всего от цен оборотов, а последние не зависят от габаритов механизма; следовательно, и точность не зависит от габаритов механизма. Это

няемые цепи I, II и III. При подборе передаточных отношений i_1 , i_2 и i_3 конструктор должен помнить правило, вытекающее из фор-



Фиг. 1.57. Подключение дифференциала.

мулы (1.38), что цена одного оборота водила вдвое больше цены оборота солнечных колес.

Рычажные суммирующие механизмы

Суммирующий механизм для двух слагаемых X и Y , вводимых перемещением движков Aa и Cc на величины x и y , показан на фиг. 1.58. Ведомым звеном здесь служит движок BD , перемещение которого передается на стрелку для отсчета по шкале E . Рычаг ABC равноплечий, поэтому $z = \frac{x + y}{2}$.

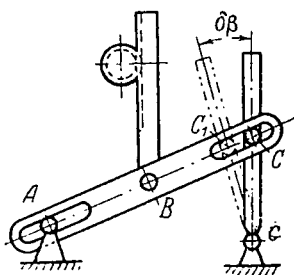
Погрешности рычажного механизма¹. 1. Рассмотрим влияние неравноплечего механизма, разумеется, в пределах допусков на длину плеч.

Погрешность δl можно рассматривать, как происходящую от удлинения правого плеча BC . Это удлинение может быть воспроизведено преобразованным механизмом (фиг. 1.59), в котором движки Aa и Cc будут неподвижными, и, следовательно, угол α будет постоянным, а изменять длину плеча будет ползун C , перемещающийся горизонтально.

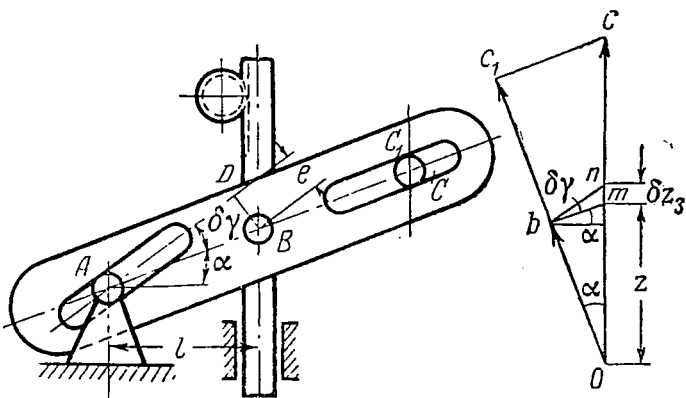
Горизонтальное перемещение δl разлагаем на плане малых перемещений (на фиг. 1.59 внизу) на относительное движение пальца C вдоль прореза кулисы и переносное движение — поворот всей кулисы вокруг точки A . Вообще перемещение ведущего звена преобразованного механизма, соответствующее первичной ошибке, следует разлагать на два: одно из них через промежуточные звенья доходит до конечного звена механизма, вызывает его передвижение и, таким образом, отражается на погрешности результата; другое является для нас безразличным. В рассматриваемом примере таким будет проскальзывание пальца C в пазу кулисы. Перемещение точки кулисы C_1 , совпадающей в данный момент с пальцем C , выражается на плане вектором oc_1 .

Перемещение ob точки B рычага определяем, разделив отрезок oc_1 в отношении плеч, т. е. пополам (по сравнению с длиной плеч размером δl можно пренебречь). Отрезок ob разлагаем на продольное перемещение кулисы относительно

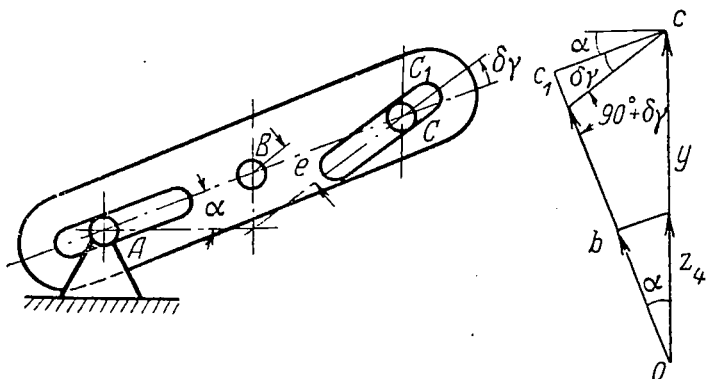
¹ Н. Г. Бруевич. Точность механизмов. Гостехтеориздат, 1946.



Фиг. 1.61. Преобразованный механизм для поворота движка С на угол $\delta\beta$.



Фиг. 1.62. Влияние неточного изготовления левого паза рычага AC.



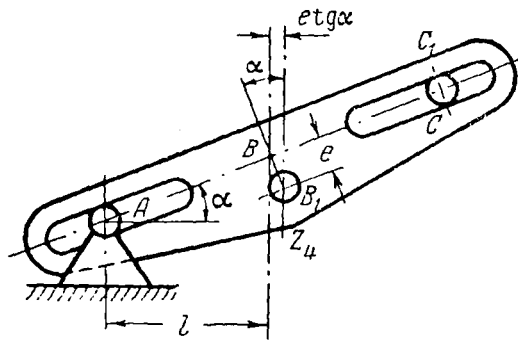
Фиг. 1.63. Неточное изготовление правого паза рычага AC.

Отрезок mn представляет собой погрешность δz_3 результата

$$\delta z_3 = z \frac{\sin \alpha \sin \delta \gamma}{\cos (\alpha + \delta \gamma)}. \quad (1.41)$$

4. Аналогичную картину перемещений имеем при непрохождении правого паза C через центр B (фиг. 1.63). В этом случае план перемещений действительного механизма будет отличаться направлением линии cc_1 . Погрешность

$$\delta z_4 = \frac{y}{2} \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \delta \gamma.$$



Фиг. 1.64. Влияние неточного сверления центрального отверстия.

5. Наконец на фиг. 1.64 представлен случай, когда шарнир B_1 лежит в стороне от оси рычага AC ; расстояние BB_1 равно e . При наклоне рычага на угол α рычаг становится неравноплечим: $2\delta l = 2e \operatorname{tg} \alpha$, что согласно п. 1 вызывает погрешность суммы:

$$\delta z_5 = e \operatorname{tg}^2 \alpha.$$

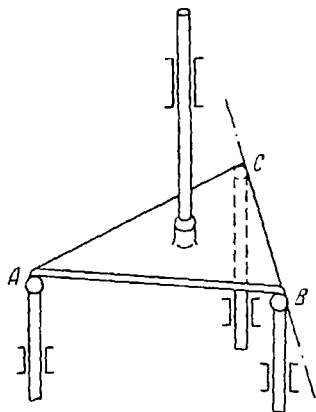
Полная погрешность механизма от перечисленных независимых случайных ошибок в изготовлении его деталей получается по правилу квадратического сложения найденных частных погрешностей. Ошибки конкретного механизма (систематические) складываются алгебраически.

Прочие конструкции суммирующих механизмов

При трех слагаемых рычажный суммирующий механизм принимает форму пространственного механизма (фиг. 1.65).

Представим себе сначала, что движется вверх только одна из подъемных колонок, например A . Вершины других (точки B и C) остаются неподвижными, и линия BC окажется осью вращения всего подвижного треугольника. Он имеет форму правильного треугольника, и перемещение съемного щупа, опирающегося на центр тяжести треугольника, равно $1/3$ подъема колонки A . То же самое происходит при вертикальных перемещениях остальных колонок. Если эти перемещения представляют собой слагаемые, то подъем съемного щупа явится суммой в масштабе $1/3$ первоначального.

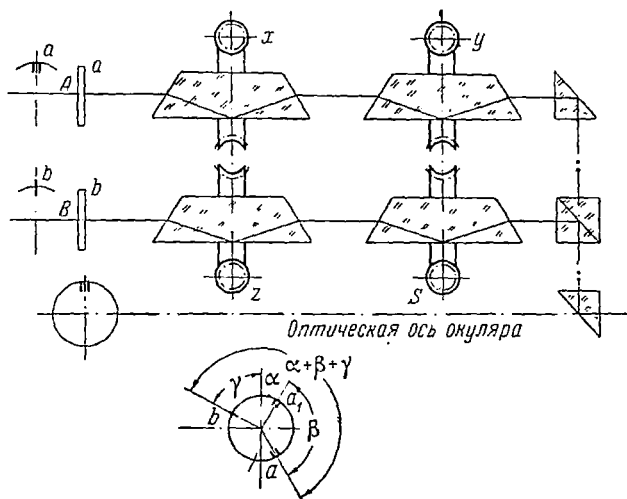
Значительной точностью обладает оптический суммирующий механизм (фиг. 1.66). Назначение его — определение суммы S трех слагаемых x , y и z . Механизм состоит из четырех призм с полным внутренним отражением (призмы Дове), могущих поворачи-



Фиг. 1.65. Пространственный суммирующий механизм для трех слагаемых.

чиваться, например, при помощи червячных передач относительно осей, лежащих в плоскости чертежа.

Отражаемые предметы имеют вид двух ярко освещенных дисков A и B , имеющих метки a и b . На фиг. 1.66 показан ход лучей при начальном, нулевом положении призм. Лучи от обоих рассматриваемых дисков попадают в общий окуляр, и наблюдатель видит диски A и B совмещенными, причем в нулевом положении совмещены и метки. Вращение какой-либо из призм заставляет изображение одной метки поворачиваться в поле зрения окуляра.



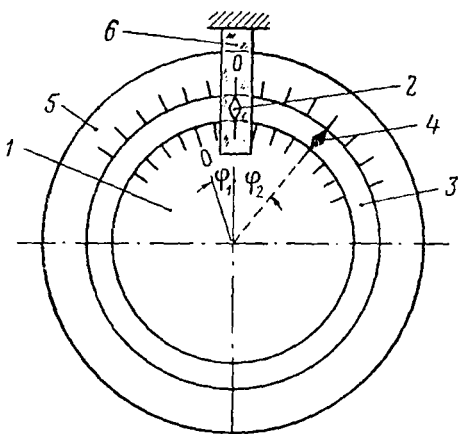
Фиг. 1.66. Оптический суммирующий механизм для трех слагаемых.

Первые три призмы (две верхних и одна нижняя) поворачиваются на углы, пропорциональные слагаемым x , y и z . При этом два первых вращения совершаются в одну сторону, например, по ходу часовой стрелки, а последнее — в обратную сторону. На фиг. 1.66 внизу показано наблюдаемое после этого в окуляр расположение меток.

При вращении четвертой призмы метки совпадают. При этом изображение должно повернуться на угол, равный сумме углов α , β и γ , а следовательно, угол поворота последней призмы должен равняться сумме углов поворота трех предыдущих призм. Углы же эти были пропорциональны слагаемым.

Простейшим из суммирующих механизмов являются *шкальные*. На фиг. 1.67 показана вращающаяся шкала 1 , нуль которой в начальном положении стоит против индекса 2 кольца 3 и против неподвижного индекса 6 . Последний представляет собой прозрачную пластинку с нанесенной на ней чертой. При повороте шкалы на угол φ_1 этот угол или соответствующее число делений шкалы может

быть прочтено по индексу 2 или 6. Если сдвинуть кольцо 3 вместе с его индексом 2 на угол φ_2 , то указатель перейдет в положение 4, причем угол поворота φ_2 отсчитывается по неподвижной шкале 5.



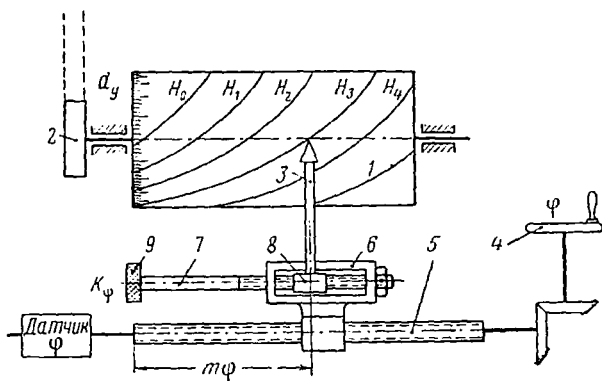
Фиг. 1. 67. Шкальный суммирующий механизм.

Если повернуть при помощи шкива 2 пропорционально дальности барабанчик 1 и совместить индекс 3 с линией упрежденной высоты, то расстояние индекса от нулевого положения вдоль образующей барабанчика будет пропорционально искомому углу возвышения φ . Совмещение осуществляется посредством маховика 4 через коническую передачу и винт 5, по которому перемещается гайка с индексом 3.

Тогда индекс 4 покажет на шкале 1 деление, соответствующее сумме углов φ_1 и φ_2 .

На фиг. 1. 68 изображен винтовой суммирующий механизм для ввода корректуры в угол возвышения φ орудия. Самый угол возвышения есть баллистическая функция от дальности и высоты упрежденной точки. Главный механизм, служащий для определения самого угла, называется *графиком* и описан ниже (§ 18).

Если повернуть при помощи шкива 2 пропорционально дальности барабанчик 1 и совместить индекс 3 с линией упре-



Фиг. 1. 68. Винтовой суммирующий механизм.

Устройство для ввода корректуры и прибавления ее к основному значению искомого угла, полученному по графику, состоит в том, что гайка 6 винта 5 представляет сложное устройство: в ней есть свой винт 7, выведенный наружу к кнопке 9 и ведущий вдоль на-

правляющих первой гайки ползунок (гайку) 8; к последней и закреплен индекс 3.

На маховике 4 работает один из номеров приборного расчета, задачей которого является постоянное совмещение индекса 3 с заданной кривой упрежденной высоты, независимо от поворота барабанчика. Отметив, например, недолет снаряда и не входя в рассмотрение его причин, командир при помощи кнопки 9 передвигает индекс 3 влево, уменьшая этим значение высоты, с которой совмещен индекс. Такое рассогласование заметит работающий на маховике 4 и действием этого маховика сейчас же вновь подведет индекс к заданному значению упрежденной высоты (например H_3); этим движением он повернет в положительную сторону, соответствующую возрастанию угла φ , винт 5, на оси которого сидит датчик, передающий на орудия новую, увеличенную величину угла возвышения.

§ 16. Множительные механизмы

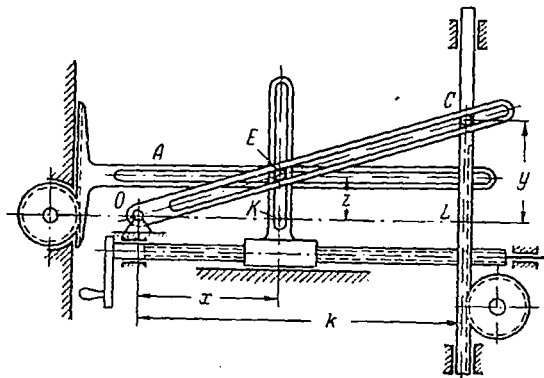
Умножение на постоянные множители

Это умножение удобно выполнить при помощи зубчатой передачи, в которой угол φ_2 поворота ведомого колеса равен углу φ_1 поворота ведущего, умноженному на передаточное отношение i :

$$\varphi_2 = \varphi_1 \cdot i.$$

Угол φ_1 представляет значение переменного множимого, а угол φ_2 — произведения. В приборах встречается необходимость умножения одного и того же множимого на несколько числовых значений множителя (например, на 3, 4 и 5 сек.); множительное устройство представляет в этом случае коробку скоростей с передаточными отношениями 3, 4 и 5.

Кулисные
множительные
механизмы
с постоянным
масштабом



Фиг. 1. 69. Множительный механизм с постоянным масштабом.

Среди множительных механизмов весьма распространены конструкции, действие которых основано на подобии треугольников. На фиг. 1. 69 представлен такой множительный механизм с *постоянным* масштабом. Вертикальным передвижением стержня CL на величину y поворачивают наклонную

кулису OC и посредством пальца E заставляют подниматься горизонтальную кулису A , служащую для снятия результата. С другой стороны, перемещение вертикальной кулисы и с ней пальца E на величину x по горизонтальному направлению также вызывает перемещение ведомой горизонтальной кулисы.

Из подобия треугольников OLC и $OЕК$ можем написать пропорцию:

$$\frac{z}{x} = \frac{y}{k}.$$

Отсюда

$$z = \frac{1}{k} xy. \quad (1.42)$$

Тот же механизм может служить и для выполнения деления: делимое вводится на ту кулису, которая служила для снятия произведения, делитель — вместо любого из сомножителей, а частное выражается перемещением звена, представляющего другой сомножитель.

Допустим, что механизм предназначен для осуществления равенства $s=vt$, в котором пределы переменных таковы:

$$200 \text{ м/сек} > v > 0$$

$$25 \text{ сек.} > t > 0.$$

Пусть требуемая точность результата (произведения) равна 5 м. Продифференцировав равенство $s=vt$ и перейдя от дифференциалов к погрешностям, найдем

$$\delta s = 5 = \delta tv + \delta vt.$$

В таком виде уравнение содержит два неизвестных δv и δt . Коэффициенты при них должны получить наибольшие (наиболее неблагоприятные) значения 200 м/сек и 25 сек. Для решения необходимо какое-то допущение. Обычно принимают, что оба члена последнего равенства одинаковы по величине и равны половине заданной погрешности, т. е. 2,5 м.

$$200\delta t = 2,5; \quad \delta t = 2,5 : 200 = 0,0125 \text{ сек.}$$

$$25\delta v = 2,5; \quad \delta v = 2,5 : 25 = 0,1 \text{ м/сек.}$$

Если инструментальная погрешность механизма, характеризующая неточность его работы, составляет

$$\delta x = \delta y = 0,125 \text{ мм,}$$

то

$$x = vt_v; \quad \delta x = \delta vt_v; \quad m_v = \frac{\delta x}{\delta v} = \frac{0,125}{0,1} = 0,125 \text{ мм/мсек}^{-1};$$

$$y = tm_t; \quad \delta y = \delta tm_t; \quad m_t = \frac{\delta y}{\delta t} = \frac{0,125}{0,0125} = 10 \text{ мм/сек.}$$

Применяя те же уравнения к максимальным значениям множителей, найдем

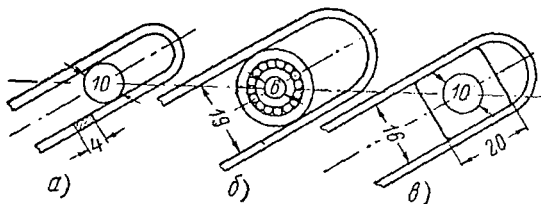
$$x_{\max} = v_{\max} m_v = 200 \cdot 0,125 = 250 \text{ мм} = k;$$

$$y_{\max} = t_{\max} m_t = 25 \cdot 10 = 250 \text{ мм} = k.$$

Последнее соответствует максимальному углу подъема наклонной кулисы 45° .
Ход кареток и по горизонтали, и по вертикали равен 250 мм. Масштаб произведения (по вертикальному направлению) равен

$$m_s = \frac{250}{200 \cdot 25} = 0,05 \text{ мм/м.}$$

Сравнение деталей конструкции множительных механизмов. 1. Рассмотрим для сравнения три конструкции, изображенные на фиг. 1.70: *a* — с простым пальцем, *б* — с пальцем в форме шарикоподшипника, *в* — с ползунком. Считаем кинематические пары, вращательную и поступательную, для случаев *a* и *в* парами скольжения, а наибольшее давление пальца на наклонную кулису равным 1215 г.



Фиг. 1.70. Конструкция пальца множительного механизма.

При наличии ползуна напряжение сжатия

$$R_{сж} = \frac{1,215}{2 \cdot 0,4} = 1,52 \text{ кг/см}^2.$$

Без ползуна применяется формула контактных напряжений. Единичная нагрузка равна $P' = \frac{1,215}{0,4} = 3,04 \text{ кг/см}$. Напряжение

$$R = 0,591 \sqrt{P' E \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}} = 0,591 \sqrt{3,04 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 1} = 1460 \text{ кг/см}^2,$$

что является допустимым.

Однако неподвижный палец будет иметь то неудобство, что у него подвергается износу одна и та же точка. Для уменьшения износа и применяют конструкции с шарикоподшипником или с ползунком. В отношении погрешностей можно рассмотреть следующие случаи.

Случай *a* — погрешности механизма без ползуна (3-й класс точности):

$$10X_3 = 10_{-55}^{-15} \text{ мк}; \quad 10A_3 = 10_{0}^{+30} \text{ мк}.$$

Систематическая часть погрешности равна

$$\Delta_1 = \frac{30 + 0}{2} - \frac{-15 - 55}{2} = 50 \text{ мк}.$$

Максимальная величина рассеивания размеров

$$\delta_1 = \sqrt{\left(\frac{30 - 0}{2}\right)^2 + \left(\frac{-15 + 55}{2}\right)^2} = 25 \text{ мк}.$$

Среднее квадратическое рассеивание $\sigma_1 = \frac{\delta_1}{3} = 8 \text{ мк}$; практически предельное отклонение равно $\Delta_1 + \delta_1 = 75 \text{ мк}$, а среднее $\Delta_1 + \sigma_1 = 58 \text{ мк}$.

Среднее отклонение для 2-го класса точности изготовления вычисляется аналогично и равно

$$\Delta_1 + \sigma_1 = 28 + 3,5 = 31,5 \text{ мк.}$$

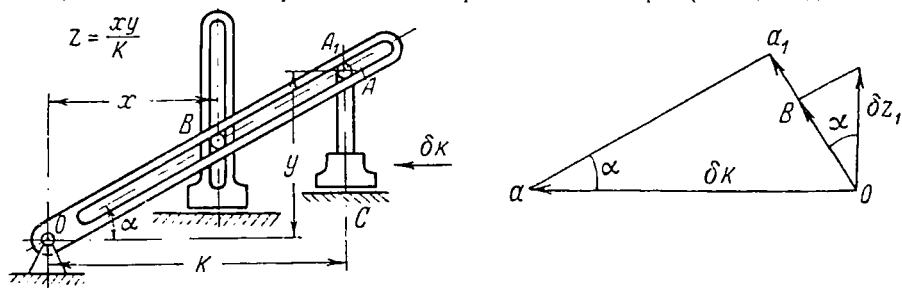
С л у ч а й б — погрешности механизма с шарикоподшипником. Внешний диаметр кольца шарикоподшипника равен 19_{-10}^0 мк. Допуски на ширину паза при 2-м классе точности $19A = 19 + \frac{23}{0}$ мк:

$$\Delta_2 = \frac{0 + 23}{2} - \frac{-10 + 0}{2} = 16,5 \text{ мк;}$$

$$\delta_2 = \sqrt{\left(\frac{23 - 0}{2}\right)^2 + \left(\frac{-10 - 0}{2}\right)^2} = 12,5 \text{ мк; } \sigma_2 = 4 \text{ мк.}$$

Среднее отклонение 21 мк. Ширина кулисы увеличивается при этом до 25 мм соответственно возрастанию ширины паза.

С л у ч а й в — погрешности механизма при наличии ползуна (2-й класс точности) — состоят из погрешностей во вращательной паре (палец—подшипник)



Фиг. 1.71. Влияние ошибки выполнения размера k .

и в поступательной паре (ползун—паз). Сумма систематических частей зазоров равна 62 мк, а полная величина зазора 67,5 мк.

В ы в о д. Усложнение конструкции пальца в виде шарикоподшипника или добавление ползунка в пазу кулисы оправдывается лишь с точки зрения допускаемых напряжений, но не удовлетворяет требованиям малых зазоров (точности); между тем габариты и вес кулисы при них увеличиваются.

Погрешности результата умножения. Рассмотрим ряд первичных погрешностей механизма и их влияние на результат всего действия:

1. Ошибка в размере K . Преобразованный механизм для ввода имеет ползун C в качестве ведущего звена (фиг. 1.71). Заданные множители x и y остаются неизменными. Как показывает план малых перемещений, ошибка произведения δz_1 равна:

$$\delta z_1 = \frac{\delta K x}{k} \operatorname{tg} \alpha.$$

2. Отклонение движка для ввода y от вертикали (фиг. 1.72) рассматриваем как его поворот на угол $\delta \gamma$ вокруг точки C . Из соответствующего плана малых перемещений находим:

$$\delta z_2 = \frac{x y \delta \gamma}{K} \frac{\sin\left(\alpha - \frac{\delta \gamma}{2}\right)}{\cos \alpha}.$$

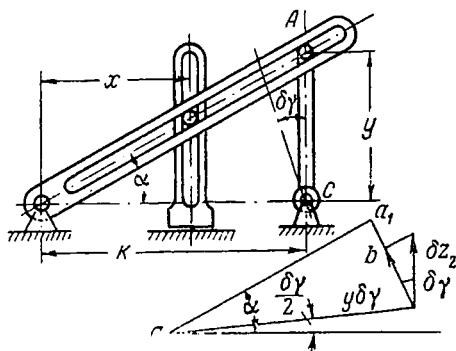
Примечание. При повороте пальца A по дуге $y \delta \gamma$ относительно C хорда этой дуги составляет с горизонталью угол $\frac{\delta \gamma}{2}$.

3. Отклонение от горизонтали (фиг. 1.73) паза съемной кулисы изменяет отсчет (произведение) на

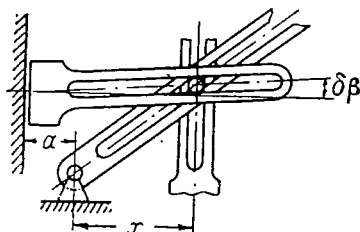
$$\delta z_3 = (a + x) \operatorname{tg} \delta \beta.$$

4. Если указанное отклонение происходит от перекоса направляющей EF (фиг. 1.74), то

$$\delta z_4 = z(1 - \cos \delta \gamma) + (a + x) \sin \delta \gamma.$$



Фиг. 1.72. Отклонение движка для ввода y от вертикали (преобразованный механизм и план малых перемещений).



Фиг. 1.73. Отклонение от горизонтали паза съемной кулисы.

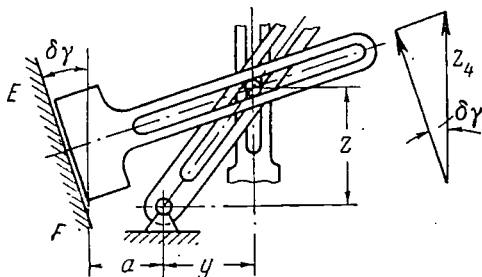
5. Отклонение от вертикали паза кулисы, вводящей множитель x (фиг. 1.75), рассматриваем как ее поворот на угол $\delta \beta$ вокруг точки C . Перемещение пальца B влево равно при этом $z \delta \beta$, а уменьшение вертикального отсчета δz_5 равно

$$\delta z_5 = z \delta \beta \operatorname{tg} \alpha.$$

6. Эксцентрическое расположение шарнира O наклонной кулисы относительно ее паза можно считать происходящим от поступательного перемещения кулисы на величину e по направлению, перпендикулярному ее оси (фиг. 1.76). Разлагая это перемещение на вертикальное (погрешность) и безразличное (вдоль кулисы), определяем первое в виде

$$\delta z_6 = \frac{e}{\cos \alpha}.$$

При проектировании счетно-решающих механизмов обычно бывает задана точность результата. Заданную допускаемую погрешность следует сравнить с ошибкой прибора при различных классах точности исполнения составляющих его механизмов. Погрешности последних определяют заранее по приведенным или аналогичным формулам, зная значения первичных ошибок, соответствующих различным классам точности. Таким образом, требования к точности изготовления отдельных механизмов уста-



Фиг. 1.74. Отклонение направляющей съемной кулисы от вертикали.

Подставляя вместо s произведение vt и сокращая v , найдем:

$$m_s t = m_v \frac{x}{K - x};$$

$$t = \frac{m_v}{m_s} \frac{x}{K - x} = \frac{a}{K - x} x,$$

где $a = \frac{m_v}{m_s}$.

Итак, для того чтобы отрезок x мог выразить время t , нужен переменный масштаб:

$$m_t = \frac{K - x}{a} \text{ мм/сек.} \quad (1.43)$$

Поэтому описываемый механизм называется механизмом с *переменным* масштабом; другое его название — *зетовый* механизм объясняется сходством фигуры, образованной осями звеньев aA , AB и Bb с буквой Z .

Из уравнения $t = \frac{ax}{K - x}$ находим

$$x = \frac{tK}{a + t}. \quad (1.44)$$

Нужное неравномерное перемещение пальца получают при помощи неравномерной шкалы или эксцентрика, показанного в правой части фиг. 1.77. Иметь подобное дорогое устройство для ввода времени t , разумеется, нерационально; поэтому множительный механизм с переменным масштабом может применяться только в тех случаях, когда эксцентрик для выработки имеется независимо от множительного механизма, и последний требует только некоторого изменения его профиля, т. е. выработки величины x вместо t . При этих условиях, довольно частых в приборах управления, зетовый механизм оказывается проще, а следовательно, и дешевле множительного механизма с постоянным масштабом.

Механизмы для умножения путем возведения в квадрат

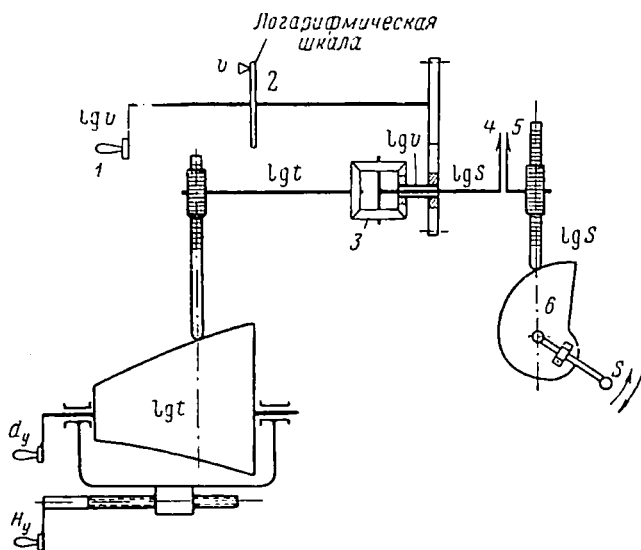
Множительные механизмы, основанные на подобии треугольников, имеют, как мы видели, в своем составе *кулисы*, т. е. подвижные звенья с пазом, в котором работает палец смежной детали. Этот палец имеет свободу в пазу кулисы, соответствующую, например, ходовой посадке. Получающиеся от этого погрешности механизма оказываются значительными, и за последнее время существует тенденция заменять механизмы, основанные на подобии треугольников, другими, основанными на иных принципах и не содержащими кулис в своем составе. К числу таких множительных механизмов относят-

ся множительный *коноид* и множительный *фрикцион*. Оба механизма описаны в § 19 и 20.

Удобство сложения при помощи дифференциальных механизмов послужило причиной применения их для сложения логарифмов, заменяющего *умножение*. На фиг. 1.78 показана схема подобного устройства. Допустим, что требуется перемножить скорость v и время t для получения пути S . Пользуемся зависимостью

$$\log S = \log v + \log t.$$

Рукояткой 1 вводим в дифференциал 3 значение угла поворота, пропорциональное $\log v$; при вводе следим по шкале 2, на которой



Фиг. 1.78. Механизм для умножения посредством сложения логарифмов.

даны значения $\log v$, а надписаны величины v (логарифмическая шкала). При помощи коноида, который вырабатывает не t , как обычно, а $\log t$, даем левому солнечному колесу дифференциала поворот, пропорциональный $\log t$. С водила снимается сумма, равная логарифму пути и идущая на поворот стрелки 4. С ней совмещается стрелка 5, приводимая во вращение от щупа логарифмирующего эксцентрика 6. Вводим на его поворот величину пути s и добиваемся ее изменением совмещения стрелок 4 и 5. Последняя операция соответствует антилогарифмированию.

Погрешности всего механизма могут оказаться меньше ошибок обычного множительного кулисного механизма. В таких случаях применение подобной схемы целесообразно. Вместо работы с неравномерными (логарифмическими) шкалами получить логарифмы сомножителей можно также при помощи кулачковых механизмов.

Один из современных способов выполнения умножения основан на формуле

$$ab = \left(\frac{a+b}{2}\right)^2 - \left(\frac{a-b}{2}\right)^2,$$

т. е. умножение совершается путем возведения в квадрат. Поэтому рассмотрим предварительно механизмы для получения квадрата заданной величины.

Один из таких механизмов, содержащий исключительно жесткие звенья, выполнен с применением некруглых колес.

Общее свойство зубчатых колес, круглых или некруглых, состоит в том, что угловая скорость ведомой оси равна угловой скорости ведущей, умноженной на передаточное отношение. Последнее равно обратному отношению радиусов полюид колес. Постоянное передаточное отношение соответствует постоянному отношению радиусов; при неизменном расстоянии между осями оно требует постоянной величины самих радиусов (круглые колеса). При изменяющемся передаточном отношении радиусы оказываются переменными, что соответствует некруглым колесам.

Рассмотрим построение полюид (т. е. геометрических мест полюсов мгновенного относительного вращения колес) для того частного случая, когда угол поворота одного из них — ведомого равен квадрату угла поворота другого — ведущего.

Пусть задача ограничена следующими числовыми данными. Ведущее колесо вращается равномерно; наибольший угол его поворота равен 90° . Наибольший угол вращения ведомого колеса или сектора примем тоже равным 90° .

На диаграмме фиг. 1.79 показаны постоянная угловая скорость Ω ведущего сектора и прямоугольник $OAB\delta$, площадь которого соответствует углу поворота 90° . Движение ведомого колеса будет равноускоренным и на той же диаграмме выразится наклонной прямой OD изменения скорости от $\omega_0=0$ до ω_8 и площадью треугольника $OD\delta$, равновеликой предыдущему прямоугольнику, так как полный угол поворота ведомого сектора равен также 90° . На диаграмме отмечено какое-то произвольное значение времени $t(0-6)$. Скорость вращения ведомого колеса в этот момент будет равна

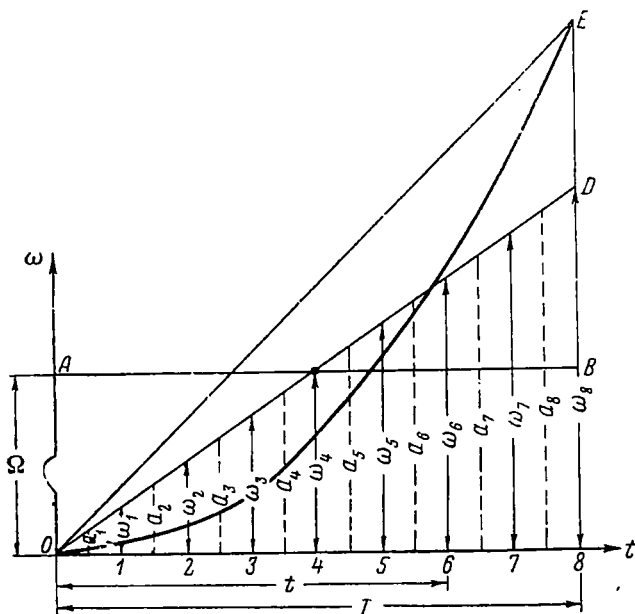
$$\frac{\omega_8}{T} t,$$

а пройденный сектором угол поворота

$$\frac{\omega_8}{T} \frac{t^2}{2}.$$

На диаграмме проведены наклонная прямая OE , представляющая углы поворота ведущего, равномерно вращающегося сектора, и парабола OE с теми же крайними ординатами, выражающая закон изменения угла поворота ведомой оси.

На фиг. 1.80 представлен графический способ определения положения полюсов мгновенного вращения на линии центров O_1O_2 . Для получения обратного отношения угловых скоростей последние, взятые с диаграммы фиг. 1.79, откладываются в следующем порядке: угловая скорость первой оси от центра O_2 , а угловые скорости ведомой — от центра O_1 . Таким образом, на чертеже получены вспомогательные точки: H — соответственно постоянной скорости Ω и K_0, \dots, K_8 — соответственно изменению скорости от нуля до ω_8 .



Фиг. 1.79. Соотношение угловых скоростей некруглых колес.

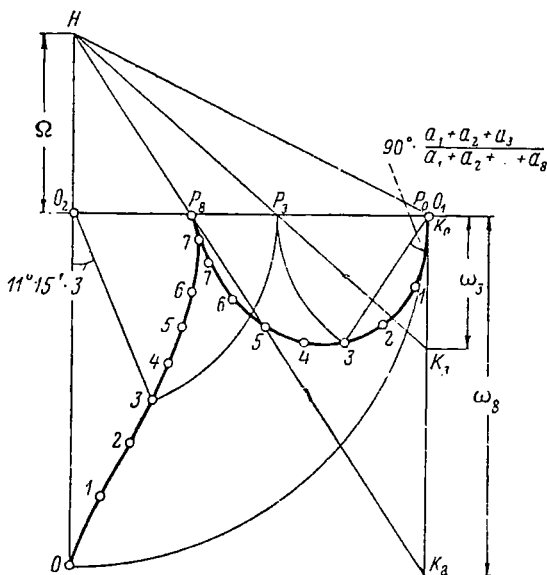
Соединяя точку H со всеми положениями точек K , найдем в пересечении с линией центров полюсы P_0, P_1, \dots, P_8 , для которых будет соблюдаться обратная пропорциональность расстояний до центров колес соответствующим угловым скоростям. Эти точки и будут полюсами мгновенного вращения в относительном движении колес, т. е. при обкатывании одного колеса по другому, неподвижному.

Описанное построение дает только величины радиусов-векторов полюид. Направления же этих радиусов можно получить откладыванием на ведущем, равномерно вращающемся секторе равных углов поворота между смежными радиусами (у нас $90^\circ : 8 = 11^\circ 15'$). Углы же поворота ведомого сектора O_2 будут пропорциональны ординатам параболы OE или, что то же самое, — средним значениям угловой скорости за каждый из восьми промежутков времени; эти средние ординаты показаны на фиг. 1.79 буквами a_1, a_2, \dots, a_8 .

Разделив полный угол поворота ведомого колеса (90°) в отношении этих ординат, найдем искомые направления радиусов-векторов его. Отложим по этим направлениям расстояния $O_2P_0, O_2P_1, \dots, O_2P_8$. Соединение этих точек даст форму некруглых секторов, которые должны быть снабжены зубьями с головками, выступающими за полоиду, подобно зубьям круглых колес.

Долгое время изготовление таких колес представляло большую трудность, но за последние годы способы нарезания некруглых колес достаточно освоены и требуют лишь небольшого приспособления к распространенному зуборезному станку. Приспособление это приводится в движение кулачком (эксцентрик), очерта-

ние которого соответствует требуемому изменению угловой скорости ведомого сектора. Нарезаемое колесо ограничено снаружи окружностью головок, но вследствие некруглой формы полоиды шаги в различных точках окружности оказываются разными.



Фиг. 1. 80. Построение полоид некруглых колес.

§ 17. Тригонометрические механизмы

Кулисы имеют широкое применение в тригонометрических механизмах. В схеме *синусного* механизма с кулисой (фиг. 1. 81) последняя при вращении ведущего кривошипа движется поступательно, оставаясь постоянно параллельной первому (горизонтальному) диаметру тригонометрического круга. Расстояние от оси кулисы до этого неподвижного диаметра является искомой величиной $d \sin \beta$. К кулисе может быть прикреплена вертикальная рейка, перпендикулярная к ее пазу и служащая для снятия результата. Вторая кулиса с вертикальным пазом имеет перемещение

$$x = d \cos \beta.$$

Рассмотрим погрешности, имеющие место в синусном механизме. Взяв дифференциалы от обеих частей уравнения

$$y = d \sin \beta$$

и заменив их величинами погрешностей, найдем

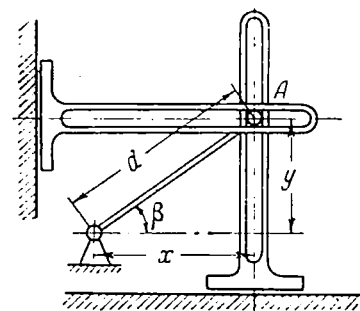
$$\delta y = \delta d \sin \beta + d \cos \beta \delta \beta$$

или

$$\delta (\sin \beta) = \frac{\delta y}{d} = \frac{\delta d}{d} \sin \beta + \cos \beta \delta \beta. \quad (1.45)$$

Здесь $\frac{\delta d}{d}$ — относительная погрешность величины радиуса, т. е. погрешность изготовления, а $\delta \beta$ — ошибка ввода угла, т. е. погрешность обслуживания.

Такой же кулисный механизм, только со смещенным на 90° началом отсчета углов дает значения косинуса. То же самое делает вторая каретка, движущаяся на фиг. 1.81 по горизонтальному направлению.



Фиг. 1.81. Синусный и косинусный механизм с кулсами.

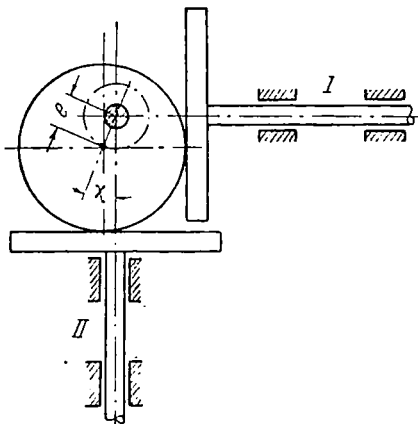
Для получения функции $y = \sin x$ применяется также целый ряд кулачковых механизмов. Простейшим является *круглый эксцентрик* (фиг. 1.82) с плоским щупом. Последний должен иметь Т-образную форму, так как точка касания перемещается вдоль его поперечного бруса. При двух щупах I и II, движущихся по взаимно-перпендикулярным направлениям, их пути будут $e \sin x$ и $e \cos x$.

Дальнейшее развитие этого механизма показано на фиг. 1.83. Механизм также дает выражение $e \sin x$, но при переменной величине e . Таким образом, снимается функция не одного, а двух переменных, и рассматриваемый механизм следует назвать *коноидом*. Все его горизонтальные сечения представляют собой совершенно одинаковые круги диаметром $2r$ и с эксцентриситетом $e = w \operatorname{tg} \alpha$. Щуп B (заштрихованный треугольник изображает поперечный брусок), кроме продольного перемещения, может двигаться вместе с опорной кареткой вдоль оси коноида (по высоте). Переменная величина эксцентриситета равна при этом $w \operatorname{tg} \alpha$. Коноид представляет собой эллиптический цилиндр, поперечное сечение которого имеет полуоси r и $r \cos \alpha$. Для получения $e \cos x$ следует расположить опоры щупа перпендикулярно к плоскости чертежа.

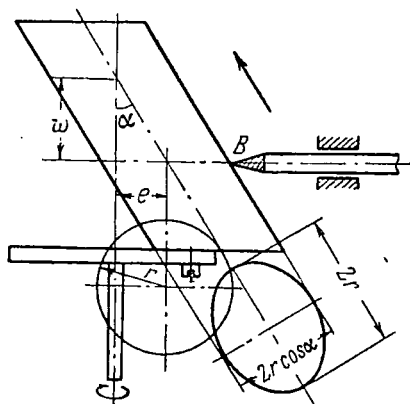
На фиг. 1.84 показан механизм, применяемый для той же цели, т. е. наклонная шайба. При ее вращении вокруг оси OO , совпадающей для левой проекции с плоскостью чертежа, щуп K будет снимать синусоидальную функцию. Его максимальное перемещение от вертикальной плоскости I—I, проходящей через центр шайбы, представляется отрезком aa_1 , равным $r \operatorname{tg} \alpha$. При повороте диска на угол φ от этого положения то же расстояние выразится отрезком bb_1 , рав-

ным $\frac{aa_1}{r} r \cos \varphi$. Мы представляли себе не вращение шайбы, а обратное движение — вращение шупа вокруг той же оси OO .

Если изменять угол α наклона диска поворотом его вокруг шипов E , то можно ввести другую начальную величину отрезка aa_1 , т. е. вырабатывать функцию двух переменных α и φ .

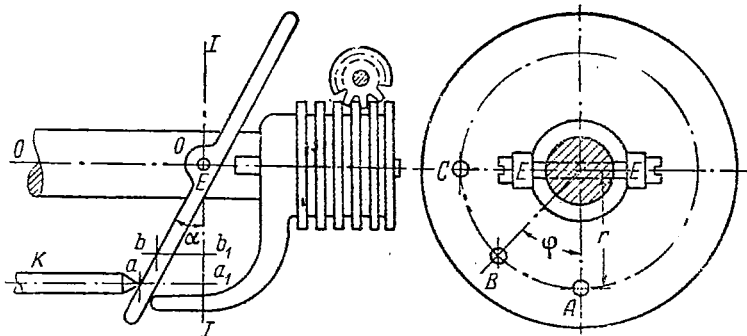


Фиг. 1. 82. Круглый эксцентрик с Т-образным шупом.



Фиг. 1. 83. Эллиптический цилиндр для получения синуса и косинуса при переменном радиусе.

Наконец, можно получить ту же функцию $y = \sin x$ при помощи *пространственного* эксцентрика наподобие представленного на фиг. 1. 85. В паз барабанчика I , имеющий форму винтовой линии *переменного* шага, входит палец, соединенный с движком 2 , кото-



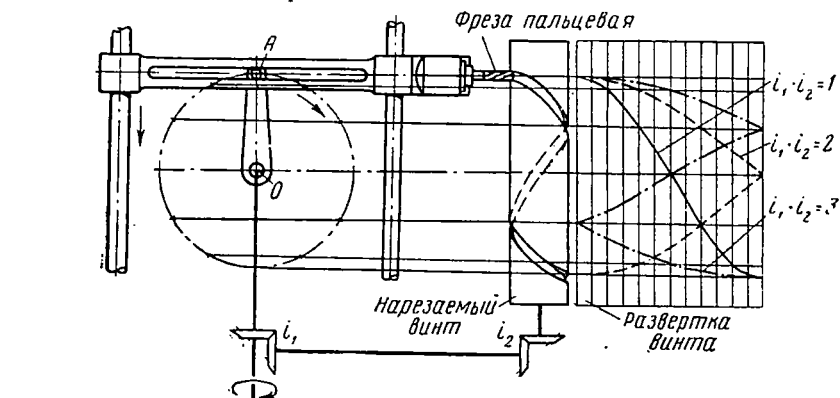
Фиг. 1. 84. Механизм с наклонной шайбой.

рый перемещается вдоль образующей цилиндра. Закон изменения шага соответствует свойствам той функции, для получения которой предназначен данный механизм. Так как движок может получить более надежные направляющие, чем шуп дискового кулачка, то можно допустить значительно бóльшие его перемещения. Поэтому

такие механизмы предназначены для выработки функций, получающих большие значения, например, тангенса. Рассмотрим сначала получение функции $y = \sin x$.

На фиг. 1.86 показана схема получения винта с синусоидальным шагом. Синусоида получается на развертке боковой поверхности цилиндра кулачка (правая часть фиг. 1.86). Здесь показаны три кривые — траектории центра фрезы при одном, двух и трех оборотах обрабатываемого эксцентрика за время перехода кривошипа OA из верхнего положения в нижнее.

Аналогично может быть изготовлен винт с шагом, изменяющимся по закону *тангенса*. На его развертке центральная линия паза должна быть тангенсоидой. Рассмотрим определение главных размеров механизма (фиг. 1.87) для функции $y = \operatorname{tg} \epsilon$. Пределы изменения угла ϵ — нуль и 84° (дойти до 90° невозможно ни в каком механизме, так как его тангенс равен бесконечности).



Фиг. 1.86. Схема получения винта с переменным шагом.

Уравнение паза кулачка $x = m \operatorname{tg} \epsilon$. Задаемся максимальным углом поворота кулачка в 1080° (три полных оборота). Угол места ϵ связан с углом φ поворота кулачка уравнением

$$\epsilon = \frac{\epsilon_{\max} - \epsilon_0}{\varphi_{\max}} \varphi = \frac{84^\circ - 0}{1080^\circ} \varphi = \frac{7}{90} \varphi.$$

Выбираем масштаб с таким расчетом, чтобы наибольшая рабочая длина барабанчика не превышала 200 мм. Так как $\operatorname{tg} 84^\circ = 9,51$, то с некоторым округлением $10 \cdot m = 200$ и $m = 20$ мм/единицу. Окончательный вид уравнения кривой на развертке барабанчика

$$x = 20 \operatorname{tg} \frac{7}{90} \varphi. \quad (1.46)$$

Тангенс угла ее подъема¹ должен быть меньше единицы. Это требование позволяет определить радиус барабанчика:

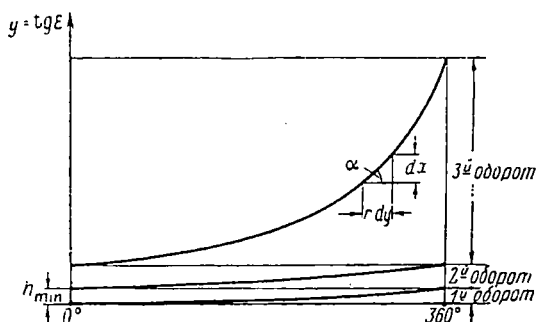
$$\frac{dx}{d\varphi} \frac{1}{r} \leq 1;$$

$$r \geq 20 \frac{7}{90} \frac{1}{\cos^2 \varepsilon}.$$

Придаем углу места наибольшее возможное значение 84° . Тогда

$$r \geq 144 \text{ мм.}$$

Принимаем радиус барабанчика равным 150 мм. Проверкой возможности выполнения кулачка с этими размерами служит опреде-



Фиг. 1.87. Развертка цилиндрического кулачка для получения тангенса.

ление минимального шага h_{\min} при первом обороте барабанчика от $\varphi = 0$ до $\varphi = 360^\circ$. По уравнению (1.46)

$$x_0 = 0; \quad x_{360} = 20 \operatorname{tg} \left(\frac{7}{90} 360^\circ \right) = 10,6 \text{ мм.}$$

При диаметре пальца, входящего в паз, равном 6 мм, стенка в этом самом тонком месте будет иметь толщину 4,6 мм, что допустимо. Если бы снабдить конец пальца роликом, катящимся по пазу, то пришлось бы увеличить масштаб x и соответственно длину барабанчика.

Комбинация двух механизмов с двумя кулисами, движущимися по взаимно-перпендикулярным направляющим, и с переменной величиной радиуса d дает механизм, называемый *координатором*. В нем подвижный палец A (фиг. 1.81) устанавливается в полярной системе координат по радиусу-вектору и углу его поворота, а результаты снимаются двумя каретками (кулисами) и представляют собой прямоугольные координаты точки A . Весь механизм служит для перехода от одной из этих систем координат к другой. Напри-

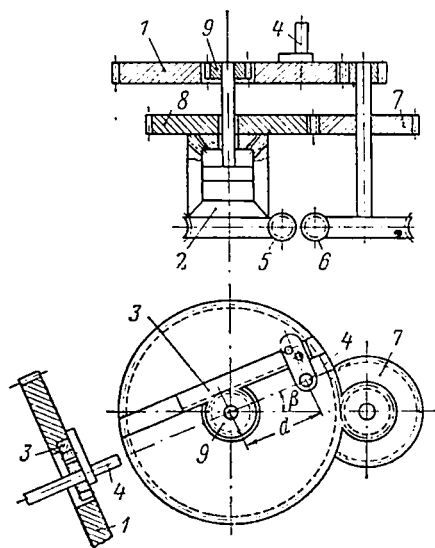
¹ См. § 19. Кулачковые механизмы.

мер, по азимуту и горизонтальной дальности можно найти прямоугольные координаты цели. Обратный переход рассматривается ниже.

Погрешности работы координатора выражаются теми же формулами (1.45), но вместо ошибки изготовления войдет погрешность ввода дальности; она зависит от точности механизмов для ввода дальности или от точности синхронной передачи зафиксированных данных.

В зависимости от конструкции установочных механизмов для пальца A различают несколько типов координаторов.

Реечный координатор (фиг. 1.88) имеет центральную шестеренку 9, сцепляющуюся с рейкой 3, которая перемещается в пазу диска 1 и несет палец 4. При повороте центральной шестеренки 9 этот палец движется по радиусу диска 1; этим движением устанавливается величина вводимой дальности. Азимут вводится поворотом всего диска 1 на наблюдаемый угол β . Однако при таком повороте исказится введенная величина d . Действительно, при повороте диска 1 его паз, а следовательно, и рейка 3 будут обкатываться вокруг неподвижной шестеренки 9; при этом рейка получит продольное перемещение и собьет установленную величину d . Чтобы избежать этого недостатка, нужно уничтожить относительное движение диска и шестеренки при повороте первого, т. е. поворачивать вместе с диском и шестеренку 9.



Фиг. 1.88. Реечный координатор.

Таким образом, центральная шестеренка 9 должна поворачиваться при любом передвижении механизма — как при вводе горизонтальной дальности, так и при установке азимута. Поворот же диска 1 происходит только при вводе азимута, а при установке дальности он должен быть неподвижным.

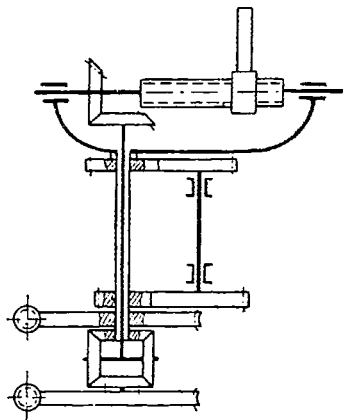
Указанный закон движений механизма может быть осуществлен посредством дифференциального механизма, носящего название *компенсирующий дифференциал*. Способ соединения его с другими частями координатора показан на фиг. 1.88.

Каждый из ведущих маховичков связан со своим ведомым валиком посредством червячной передачи с самоторможением при обратном ходе. Вращение червяка 5 передается на нижнее солнечное колесо 2, а так как верхнее солнечное колесо при этом неподвижно (самотормозящая передача в его цепи), то сателлиты начнут катиться по его зубьям, сообщая вращение водилу и сидящей

на нем центральной шестеренке 9. Диск 1 остается при этом неподвижным, что соответствует вводу одной горизонтальной дальности.

При вращении червяка 6 вращается диск 1 (ввод азимута); кроме того, вращение передается зубчатыми колесами 7 и 8 на верхнее солнечное колесо дифференциала. В этом случае неподвижно нижнее солнечное колесо, и потому вновь придет во вращение водило с центральной шестеренкой 9. Итак, при вращении червяка 6 вращаются совместно диск 1 и центральная реечная шестеренка 9. Передаточное отношение выбирают таким, чтобы направление вращения и углы поворота диска и шестеренки были одинаковыми.

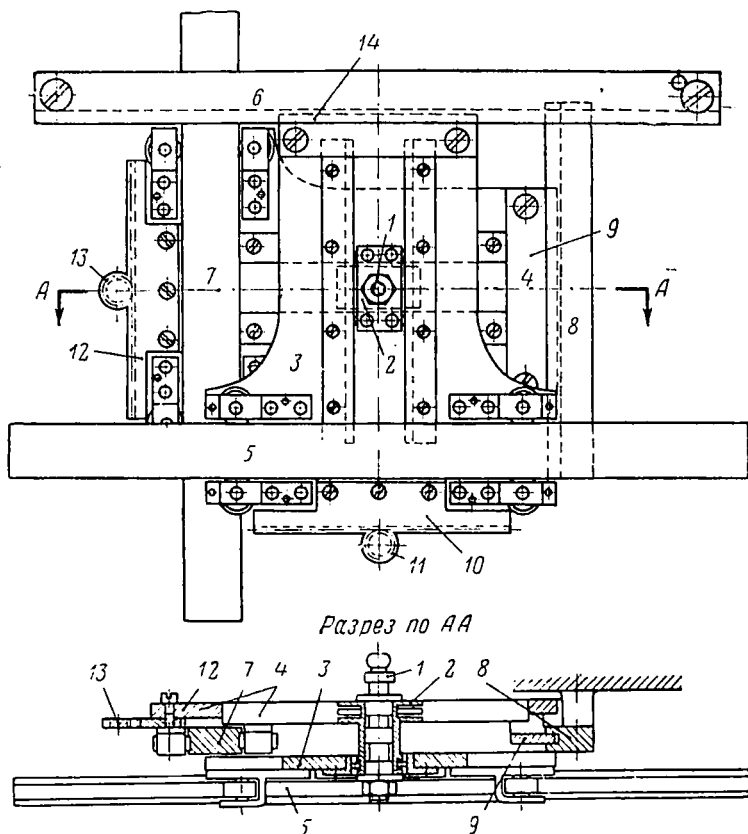
Другие конструкции координаторов отличаются только способом ввода вектора дальности в полярной системе координат. В *винтовом* координаторе (фиг. 1.89) палец закреплен на гайке, которая перемещается вдоль ходового винта. В *спиральной* координаторе палец входит в прорези двух дисков: один паз имеет радиальное направление и служит для ввода угловой координаты, другой очерчен по архимедовой спирали, и поворот этого диска вводит изменение радиуса-вектора, т. е. перемещает палец по радиусу (ввод дальности). Обе конструкции нуждаются в компенсирующем дифференциале.



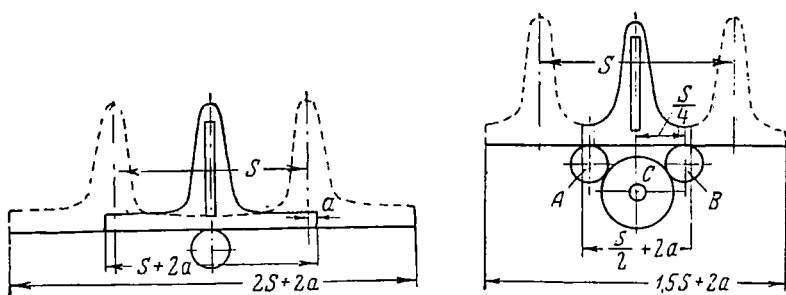
Фиг. 1.89. Винтовой координатор.

На фиг. 1.90 показан механизм для движения кареток 3 и 4 координатора по взаимно-перпендикулярным направляющим. Ведущим звеном для обеих кареток служит палец 1, перемещающийся в полярной системе координат. На палец 1 надет сдвоенный ползун 2, ролики которого ходят с возможно малыми зазорами в пазах кареток 3 и 4. Каретка 3 имеет в нижней своей части четыре вилки с роликами—стандартными элементами шарикоподшипников. Вилки охватывают направляющую линейку 5, а ролики входят в ее пазы, как видно на направляющей 7 каретки 4. Противоположная вершина каретки несет планку 14 или 9, скользящую в пазу неподвижной направляющей 6 или 8. К основаниям кареток прикреплены рейки 10 и 12, передающие перемещения кареток на съемные зубчатые колеса 11 и 13. Длина рейки равна при этом ходу каретки S плюс $2a$, где a —запас, остающийся у полюса зацепления рейки с зубчатым колесом при крайнем положении каретки. Требуемое для движения каретки место равно $2S+2a$.

С целью сокращения габарита могут быть применены два съемных зубчатых колеса A и B (фиг. 1.91), сообщающие вращение общему приемному колесу C . Смещение каждого из центров равно $S/4$. В среднем положении рейка сцепляется одновременно с обоими съемными колесами, в остальных—только с одним из них. Это позволяет уменьшить длину рейки до $S/2+2a$, а общий габарит—до $1,5S+2a$. С той же целью можно пустить обе каретки по одному направлению; тогда в этом направлении размер не уменьшается по сравнению с нормальным координатором, в перпендикулярном же направлении габарит будет значительно меньше. Для того чтобы каретки могли перемещаться на величины $d \cos \beta$ и $d \sin \beta$ при одном и том же направлении движения, они должны быть надеты на



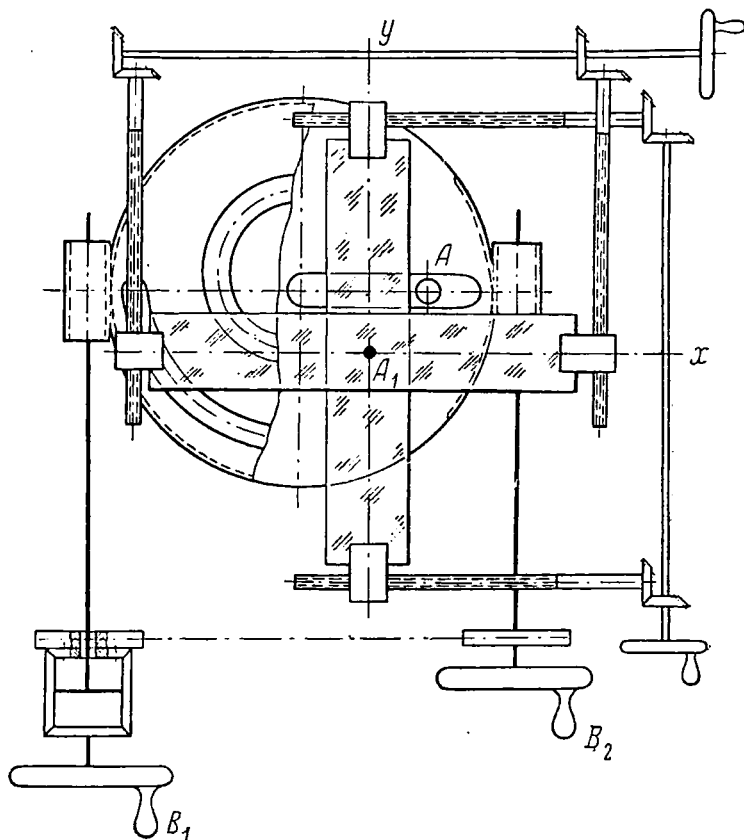
Фиг. 1. 90. Механизм для движения кареток координатора.



Фиг. 1. 91. Габаритные размеры механизма кареток координатора.

два отдельных пальца, смещенных по окружности друг относительно друга на 90° . По конструктивным соображениям эти пальцы удобно поместить или на двух дисках, сидящих на общей оси, или на обеих сторонах одного диска. Во всяком случае необходимо, чтобы палец, ведущий одну из кулис, не задевал за другую.

При помещении двух пальцев, ведущих каретки синуса и косинуса, на обеих сторонах диска координатора самый диск не может быть надет на ось, которая



Фиг. 1. 92. Переход от прямоугольных координат к полярным.

была бы препятствием для движения кареток. Поэтому диск не имеет оси и опирается тремя точками на три ролика (трение качения). Форма опорной части обода — два конуса, сложенные большими основаниями; соответствующие два конуса, сложенные малыми основаниями, представляют опорные ролики. К плоскости диска вблизи его внешнего очертания привернут зубчатый венец, с которым сцеплено ведущее зубчатое колесо или червяк. Так сообщается диску поворот на необходимый угол β .

Выполнение обратного перехода от прямоугольных координат к полярным также бывает необходимо. Однако при нем встречаемся с опасностью самоторможения механизма. Движущим элементом координатора окажутся при этом каретки, которые должны устано-

вить палец A в положение, соответствующее заданным прямоугольным координатам. Одновременно палец должен привести в движение те звенья механизма, которые определяют полярные координаты точки A . Таким образом, должны повернуться диски спирального или диск реечного координатора, а палец A должен передвинуться по радиусу; это перемещение осуществимо только в реечном координаторе и то не всегда. Передвинуть же гайку винтового координатора, заставляя этим вращаться его ходовой винт, невозможно. Также невозможно заставить повернуться спиральный диск, передвигая палец в его чрезвычайно пологом спиральном пазу. К тому же диск этот часто представляет собой червячное колесо, и к самоторможению в пазу присоединяется самоторможение в червячной передаче.

Значительно лучшие результаты дает метод совмещения изображений точки A , аналогичный рассмотренному выше методу совмещения стрелок. При нем каретки имеют вид целлулоидных пластинок (фиг. 1.92) с начерченными на них продольными штрихами, параллельными осям x и y . Передвигая их соответственно заданным прямоугольным координатам, устанавливаем на плоскости нужное положение A_1 точки A . Под этими прозрачными пластинками находится механизм обыкновенного координатора, например спирального. Работа его движущими маховичками B_1 и B_2 , подводим центр пальца A под точку A_1 пересечения штрихов кареток. При этом самоторможение не может иметь места, и пределы работы механизма ничем не стеснены.

Связь между прямоугольными и полярными координатами одной и той же точки выражается, как известно, уравнениями

$$\left. \begin{aligned} x &= d \cos \beta, \\ y &= d \sin \beta. \end{aligned} \right\} \quad (1.47)$$

Погрешности, получаемые в каждом из равенств при вводе в механизм величин d и β , могут быть получены по общему правилу дифференцированием уравнений (1.47) по переменным d и β и заменой дифференциалов величинами погрешностей. Так находим систему равенств (1.48):

$$\left. \begin{aligned} \text{а) } \delta x_d &= \cos \beta \delta d; \\ \text{б) } \delta x_\beta &= -d \sin \beta \delta \beta; \\ \text{в) } \delta y_d &= \sin \beta \delta d; \\ \text{г) } \delta y_\beta &= d \cos \beta \delta \beta. \end{aligned} \right\} \quad (1.48)$$

Можно представить себе, что два отдельных оператора, называемые обычно номерами приборного расчета, вводят в координатор (фиг. 1.92) искомые величины маховичками d и β . Первый из них подводит точку A под горизонтальную линию (ось x -ов), прочерченную на прозрачной пластинке, вводя этим значения координаты y , а второй подводит точку A под вертикальную линию, вводя координату x . Возникает вопрос, какая из осей должна определять ввод горизонтальной дальности d и какая — ввод угла β .

При одинаковых ошибках совмещения δx и δy искомые величины будут введены тем точнее, чем больше абсолютные значения имеют коэффициенты

$\sin \beta$ или $\cos \beta$. Поэтому при углах азимута, близких к горизонтальному диаметру тригонометрического круга, т. е.

$$45^\circ > \beta > (-45^\circ)$$

или

$$225^\circ > \beta > 135^\circ,$$

выгодно пользоваться равенствами (а) и (г), т. е. определять d совмещением по координате x , а β — по координате y . При углах же азимута, близких к вертикальному диаметру, $135^\circ > \beta > 45^\circ$ или $315^\circ > \beta > 225^\circ$ выгодно совмещать d по координате y , а β — по x — случаи (б) и (в). При углах β , равных 45 , 135 , 225 и 315° (пограничные случаи), координата для совмещения безразлична. В эти моменты и происходит переход с одной из прямоугольных координат на другую.

Совмещение, как известно, может быть автоматизировано: два серводвигателя — для ввода дальности и азимута — управляются контактными приспособлениями и обрабатывают величину разности между заданным значением каждой из прямоугольных координат и тем значением, которое снимается с координатора. В соответствии с выведенными правилами рационального совмещения по той или другой шкале происходит автоматическое переключение контактных приспособлений со шкалы x на шкалу y и обратно. Моменты переключений определяются данными выше значениями азимута, кратными 45° .

Механизм, производящий переключения, носит название *квадрантного* переключателя. При совместном решении системы двух уравнений (1.47) с двумя неизвестными d и β этот переключатель необходим. Обойти его можно лишь разрешив уравнения алгебраически, например, исключив d :

$$\frac{x}{y} = \frac{\cos \beta}{\sin \beta}$$

или

$$x \sin \beta - y \cos \beta = 0.$$

Это уравнение содержит лишь одно неизвестное β и решается его подбором. Пока разность $x \sin \beta - y \cos \beta$ не равна нулю, она представляет собой сигнал, поступающий на усилитель и питающий после усиления возбуждение серводвигателя. Последний вращается в такую сторону, чтобы обратить эту разность в нуль. Тогда его питание прекратится и произойдет автоматическая остановка двигателя — прекращение обработки β . При известном значении угла β дальность удобно определяется по уравнению

$$d = x \cos \beta + y \sin \beta,$$

выражающему, что длина гипотенузы d равна сумме проекций на нее катетов x и y .

Большим распространением пользуются также тангенсные механизмы (фиг. 1.12). В них кулиса должна получать вращательное движение, а палец вместе с движком — поступательное. Направляющие движка расположены так, что размер k сохраняет при работе постоянную величину.

Уравнение (1.16) дает величину погрешности тангенсного механизма. При проектировании механизма погрешность δ_0 принимается равной нулю, а каждый из первых членов второй части уравнения — равным половине допускаемой ошибки δx . Таким образом, могут быть назначены величины погрешностей ввода каждого множителя и определен известным способом его масштаб. Последний позволяет найти габаритные размеры механизма.

§ 18. Графики

В строгом смысле слова графики не являются механизмами. Они имеют диаграмму (собственно график), помещенную на плоской или цилиндрической поверхности, и индексы, подводимые к определенным точкам начерченных на графике кривых. Работа с графиком требует неперемennого участия человека. Часто графики применяют

для получения сложных, например баллистических, функций.

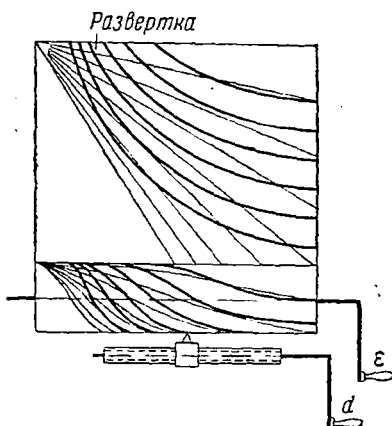
В качестве примера рассмотрим график одного из приборов для получения горизонтальной дальности d по высоте цели H и углу места ϵ . Зависимость между названными переменными имеет вид

$$d = H \operatorname{ctg} \epsilon. \quad (1.79)$$

Кривые графика нанесены на поверхности цилиндра. Его развертка представлена на фиг. 1.93 (толстые кривые). Углы места воспроизводятся как углы поворота цилиндра графика; этим поворотом подводится к указателю та или другая образующая цилиндра. Параметром отдельных кривых в нанесенном их семействе служит высота. Ее значения принимаются постоянными, и каждая кривая представляет геометрическое место точек с одной и той же высотой. Такие и з о в ы с о т н ы е кривые проведены через 50 м по высоте. Каретка, несущая индекс, подводится к заданной кривой высоты винтом параллельно образующей цилиндра. Ее перемещение будет пропорционально горизонтальной дальности, так как диаграммы вычерчены в координатах d и ϵ .

Фиг. 1.93. График горизонтальной дальности.

При трех переменных d , H и ϵ возможны три комбинации их, и снимать результат можно путем осевого перемещения индекса или самого барабанчика, как в нашем примере, или путем поворота цилиндра, или, наконец, путем считывания параметра той кривой, которая окажется под индексом при выполненных по заданию поворо-



те и продольном перемещении. В некоторых случаях необходима *интерполяция*, т. е. представление протекания кривых, промежуточных между начерченными на графике.

Рассматриваемый график имеет вторую систему кривых — тонкие линии на развертке. Они используются при малом угле места, когда его котангенс получается слишком большим и не помещается в пределах графика. Кроме того, при малых углах ϵ погрешности в дальности d , определяемые по формуле

$$\delta d_{\epsilon} = - \frac{H}{\sin^2 \epsilon} \delta \epsilon, \quad (1.50)$$

выходят очень большими. Гораздо точнее получается горизонтальная дальность по наклонной дальности D согласно уравнению

$$d = D \cos \epsilon. \quad (11.51)$$

В этом случае для тонких линий графика погрешность определяется по формуле

$$\delta d_{\epsilon} = - D \sin \epsilon \delta \epsilon, \quad (1.52)$$

и при малых значениях угла места ϵ стремится к нулю.

В более сложных задачах приходится подводить к кривым графика не простой указатель, а отдельные различные его точки. Их геометрическое место представляет кривую, начерченную на прозрачной пластинке указателя, перемещающейся относительно его тела; эта кривая выражает зависимость результата от некоторого третьего переменного.

Выше (фиг. 1.68) при рассмотрении суммирующих механизмов мы попутно разобрали работу одного из баллистических графиков. Барабанчик этого графика посредством стальной ленточки и блока поворачивался вокруг своей оси на угол, пропорциональный дальности стрельбы. Для определения искомого угла φ возвышения орудия на развертке графика дан ряд баллистических кривых зависимости этого угла от дальности при постоянных значениях высоты (изовысотные кривые). Перемещение индекса вдоль образующей барабанчика пропорционально искомому углу φ .

Интересно рассмотреть определение главных размеров механизма. Допустим, что пределы изменения угла возвышения $15-00 > \varphi > 0$, или $90^\circ > \varphi > 0$; максимальные значения вводимой корректуры составляют $1-00$; пределами упрежденной дальности служат $15\ 000$ м и нуль. Требуемая тактико-техническими заданиями точность получения угла возвышения равна $0-03$.

Источником ошибок графика является неточное совмещение индекса 3 с нужной кривой высоты (при совмещении часто требуется интерполяция, которую точно выполнить весьма трудно). При отличной работе ошибка не превышает 1 мм; она должна соответствовать допустимой ошибке в угле φ — трем делениям угломера. Итак, масштаб одного деления угломера равен $0,33$ мм/деление. Полная рабочая длина барабанчика представляет $15-00$ делений и равна $0,33 \cdot 1500 = 500$ мм; выполняемая длина, вероятно, больше, т. е. 540 мм.

Допуская, что максимальный угол подъема кривых на графике равен 45° , что наиболее благоприятно для отсчетов, находим, что длина окружности барабанчика должна быть равна длине образующей: $\pi D = 500$, откуда с некоторым округлением $D = 160$ мм. При выполняемом диаметре 180 мм первая и последняя образующие не будут совпадать, что и требуется для удобства работы.

Ход малого винта 7 (см. фиг. 1.68) для перемещения индекса при вводе корректуры равен $0,33 [+100 - (-100)] = 67$ мм. Если длина ползунка 8 равна 40 мм, то длина направляющих гайки 6 составляет 110 мм.

§ 19. Кулачковые механизмы

Эксцентрики

Простейшими кулачковыми механизмами, дающими функции только одного переменного, являются эксцентрики, или *некруглые шайбы*. Они отличаются от эксцентриков, применяемых в машинах, главным образом отсутствием непрерывного вращения. Кулачки в приборах совершают обычно не больше одного оборота, часто несколько меньше, и пределы поворота бывают ограничены стопорами. Поэтому разница между наибольшим и наименьшим радиусами-векторами должна плавно выравниваться лишь с одной (рабочей) стороны, на нерабочей же стороне допускается крутой уступ.

Кулачки служат для выработки произвольных функций (с некоторыми ограничениями). Значения аргумента пропорциональны углам поворота φ , изменение же радиуса-вектора и перемещение второго звена (щупа) соответствуют выражаемому данной функцией закону. Так как перемещение щупа механизма при его поступательном движении равно изменению радиуса-вектора кулачка, то между длиной радиуса-вектора и значением u функции от угла поворота существует связь:

$$\rho = \rho_0 + mu.$$

Одним из достоинств эксцентриковых механизмов является меньший мертвый ход, чем в шарнирных и кулисных механизмах. Это обусловлено тем, что ведомое звено — щуп механизма — прижимается к телу кулачка пружиной, выбирающей мертвый ход щупа. Поэтому кулачки часто заменяют кулисные механизмы для выработки, например, тригонометрических функций.

На форму и размеры эксцентрика оказывает громадное влияние требование, чтобы угол подъема его криволинейного профиля не превышал допустимого значения, зависящего от конструкции механизма. В приближенных расчетах его принимают равным 45° .

Понятие об угле подъема (фиг. 1.94) получается при сравнении касательной TT к теоретическому профилю кулачка в рассматриваемой точке и касательной T_1T_1 к воображаемой окружности радиуса ρ , проведенной из центра вращения кулачка. При очертании

кулачка по этой окружности перемещения шупа не было бы вовсе и угол подъема равнялся бы нулю. Элемент профиля можно считать совпадающим с касательной TT и отклоненным от нулевой линии T_1T_1 на угол подъема. Допустим, что кулачок повернулся вокруг центра O на бесконечно малый угол $AOB = d\varphi$. Переносим точку A дугой AC из центра O на линию OB . Принимая малый треугольник ABC за прямоугольный, в котором $AC = \rho d\varphi$ и $BC = d\rho$, получим

$$d\rho = \rho d\varphi \operatorname{tg} \alpha, \quad (1.53)$$

откуда

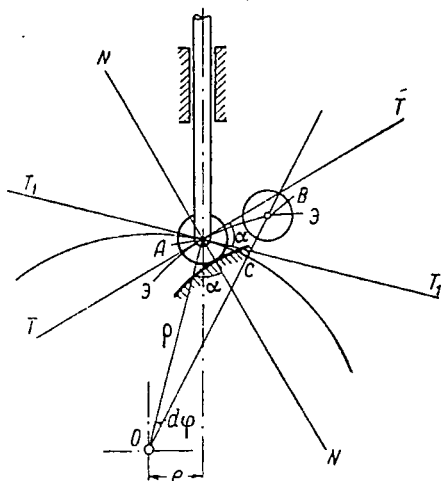
$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{d\rho}{d\varphi} \frac{1}{\rho}.$$

Угол подъема α можно также определить как угол между нормалью MN к профилю и радиусом-вектором ρ рабочей точки A . Требование, чтобы угол подъема профиля не превышал 45° , выражает отсутствие самоторможения при работе кулачка: угол подъема меньше угла трения:

$$\alpha < \operatorname{arc} \operatorname{tg} f. \quad (1.54)$$

Как показывает детальное рассмотрение вопроса о допустимых углах подъема (см. статью проф. Л. Н. Преснухина «Кулачковые механизмы», 1955¹), угол подъема может значительно изменяться в зависимости от отношения допустимого контактного усилия, определяемого по формуле Герца как функция свойств материала и размеров (радиусов кривизны) соприкасающихся деталей, к фактической нагрузке на шуп. На допустимую величину угла подъема влияет также конструкция направляющих шупа и величина его вылета (консоли). Направляющие с трением качения позволяют применять значительно большие углы подъема. Максимальные их значения приближаются к 80° , при неблагоприятных же комбинациях размеров и величинах нагрузок можно допускать лишь совсем малые углы. Число 45° является примерным средним пределом угла подъема.

Для применения формулы (1.53) нужно рассмотреть различные процессы изменения как самой функции, выражаемой радиусом-

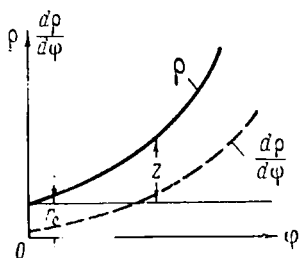


Фиг. 1.94. Угол подъема профиля в кулачковом механизме.

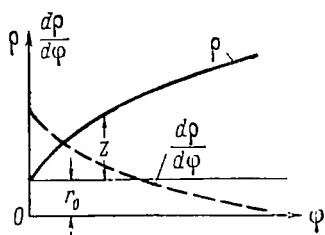
¹ Сборник трудов кафедры счетно-решающих приборов МВТУ, № 49, Оборонгиз, 1955.

вектором кулачка, так и ее производной. Четыре возможные комбинации показаны на фиг. 1.95—1.98.

Две первые представляют возрастание функции y и с ней радиуса-вектора ρ , причем законы этого возрастания различны: на фиг. 1.95 показано одновременное возрастание производной

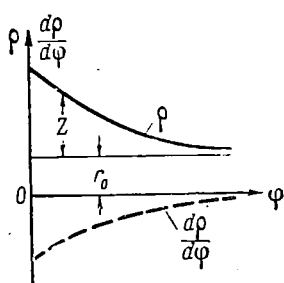


Фиг. 1.95. Четыре комбинации величин функции, воспроизводимой кулачковым механизмом, и ее производной.

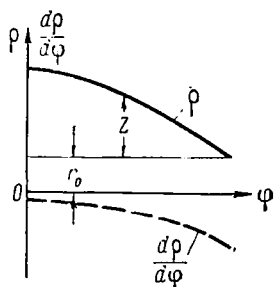


Фиг. 1.96. Четыре комбинации величин функции, воспроизводимой кулачковым механизмом, и ее производной.

$d\rho/d\varphi$, а на фиг. 1.96 — убывающая производная. Подобная же разница существует и между функциями, показанными на фиг. 1.97 и 1.98. Функция на обеих фигурах убывает, но по различным законам с возрастанием и убыванием производной.



Фиг. 1.97. Четыре комбинации величин функции, воспроизводимой кулачковым механизмом, и ее производной.



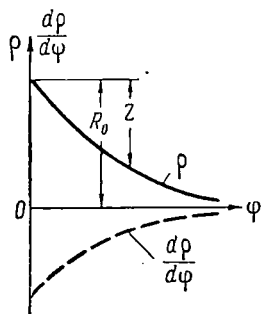
Фиг. 1.98. Четыре комбинации величин функции, воспроизводимой кулачковым механизмом, и ее производной.

Когда значения функции ρ и ее производной $d\rho/d\varphi$ одновременно достигают больших абсолютных величин, их отношение или тангенс угла подъема не возрастает чрезмерно (фиг. 1.95 и 1.97).

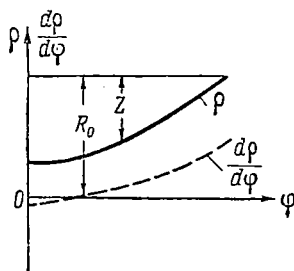
Гораздо более опасное положение представлено на фиг. 1.96 и 1.98, где большим значениям производной $d\rho/d\varphi$ соответствуют малые величины радиуса ρ — знаменателя.

Чтобы избежать в этом случае больших углов подъема, применяется построение эксцентрика на «падение». Его радиусы-векторы представляют при этом разности $R - m\psi$. Вместо кривой фиг. 1.96 получается кривая фиг. 1.99, а вместо фиг. 1.98 — диаграмма, изображенная на фиг. 1.100. Течение производных представлено на тех же диаграммах.

Из приведенных кривых видно, что для таких построенных на падение эксцентриков получается благоприятное совпадение больших по абсолютной величине значений ρ и $d\rho/d\varphi$. Итак, для функ-



Фиг. 1.99. Построение профиля кулачка на «падение».



Фиг. 1.100. Построение профиля кулачка на «падение».

ций y , показанных на фиг. 1.95 и 1.97, кулачок можно строить на подъем, а для функций фиг. 1.96 и 1.98 — на падение. Уравнения профиля эксцентрика будут:

$$\rho = \rho_0 + mf(\varphi)$$

или

$$\rho = R - mf(\varphi).$$

Рассмотрим расчет некруглого эксцентрика для получения функции $y = \sin x$. Здесь величина угла x изменяется от нуля до 90° , а величина y — от нуля до единицы. Предположим, что y вычисляется для решения уравнения

$$H = D \sin \epsilon.$$

Задаваясь допуском на изготовление некруглой шайбы с нужными радиусами-векторами, равным $0,02$ мм, и допуская погрешность в определении высоты (по тактико-техническим требованиям) 6 м при максимальной дальности $15\,000$ м, определяем масштаб получаемой величины. Для этого дифференцируем уравнение

$$H = D \sin \epsilon = Dy$$

и заменяем дифференциалы погрешностями

$$\delta H_\varepsilon = D \delta y;$$

$$\delta y = \frac{\delta H_\varepsilon}{D_{\max}} = \frac{6}{15000} = 0,0004.$$

Дифференцируем также уравнение эксцентрика:

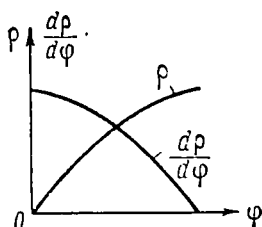
$$\rho = \rho_0 \pm t y,$$

$$\delta \rho = t \delta y;$$

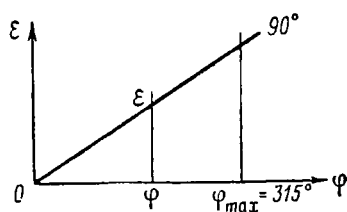
$$0,02 = t \cdot 0,0004;$$

$$t = 50 \text{ мм/единицу.}$$

Для рассматриваемой нами функции $y = \sin x$ течение синусоиды и косинусоиды (производной) показано на фиг. 1.101; подходящий способ построения кулачка — *на падение*.



Фиг. 1.101. Течение синусоиды и ее производной.



Фиг. 1.102. Связь между углом φ поворота некруглой шайбы и значением угла места ε.

Рабочий угол поворота кулачка выбираем равным 315° ; он должен быть меньше 360° , так как часть оборота, в данном случае 45° , соответствует нерабочей части эксцентрика.

Между текущим углом φ поворота шайбы эксцентрика и представляемым им углом места ε существует прямая пропорциональная связь (фиг. 1.102). Поэтому

$$\frac{\varepsilon}{90^\circ} = \frac{\varphi}{315^\circ}; \quad \varepsilon = \frac{2}{7} \varphi.$$

Окончательный вид уравнения кулачка

$$\rho = R - 50 \sin \frac{2}{7} \varphi. \quad (1.56)$$

Максимальная длина хода ведомой детали (щупа) равна

$$l = \rho_{\max} - \rho_{\min} = 50 (\sin 90^\circ - \sin 0) = 50 \text{ мм.}$$

Для угла подъема профиля эксцентрика имеем

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{-50 \frac{2}{7} \cos \frac{2}{7} \varphi}{R - 50 \sin \frac{2}{7} \varphi}.$$

В этом выражении угол φ должен получить наиболее неблагоприятное значение, соответствующее максимуму $\operatorname{tg} \alpha$ или минимуму его знаменателя. Оно получается при

$$\sin \varepsilon = \sin \frac{2}{7} \varphi = \frac{50}{R}.$$

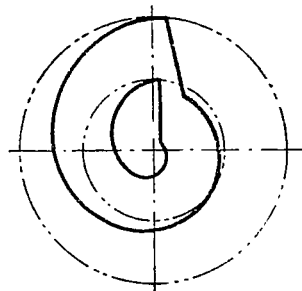
Радиус R должен быть больше 50 мм, так как $\sin \varepsilon$ есть правильная дробь. Значение $\cos \varepsilon$ равно

$$\begin{aligned} \sqrt{1 - \sin^2 \varepsilon} &= \frac{\sqrt{R^2 - 2500}}{R}; \\ \operatorname{tg} \alpha &= \frac{-50 \frac{2}{7} \sqrt{R^2 - 2500}}{R \left(R - 50 \frac{50}{R} \right)} = - \frac{100}{7 \sqrt{R^2 - 2500}}. \end{aligned}$$

Из неравенства $\frac{100}{7 \sqrt{R^2 - 2500}} \ll 1$ находим $R \geq 52$. Выполнимое

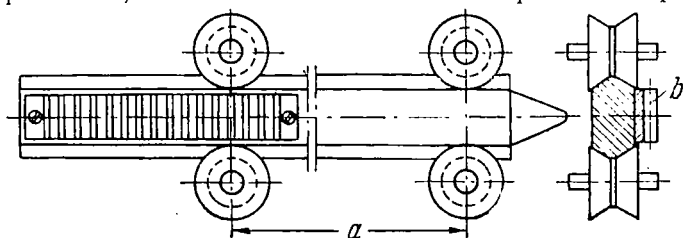
значение R равно 55 мм. Принимать радиусы более 55 мм не следует, так как при них излишне возрастают габариты механизма. Для сравнения на фиг. 1.103 показаны относительные размеры эксцентриков для $R=55$ и 100 мм.

Одна из конструкций шупа, перемещаемого кулачком, показана на фиг. 1.104. Рабочий конец шупа выполняется с радиусом закругления от 2 до 5 мм и более. Для плоских кулачков (некруглые шайбы) шуп может оканчиваться ножом, длина лезвия которого равна образующей кулачка, а радиусы закругления имеют данные выше величины. Расчет рабочих поверхностей производится по формулам контактной прочности. Сила нажима шупа пружиной изменяется в пределах от 2 до 12 кг; она различна для различных рабочих радиусов кулачка. Напряжения сжатия оказываются очень высокими — тысячи, а в некоторых случаях и десятки тысяч кг/см². Такие напряжения считаются допустимыми лишь благодаря явлению, аналогичному «всестороннему сжатию», при котором материал сопри-



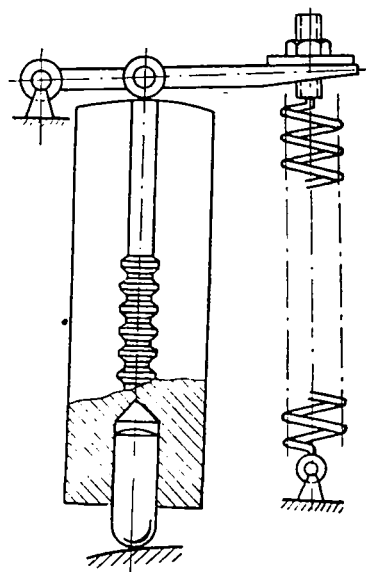
Фиг. 1.103. Сравнение габаритов кулачков при различных начальных радиусах профиля.

касающихся поверхностей имеет очень ограниченную возможность деформироваться; это сильно повышает его крепость. Кроме того,

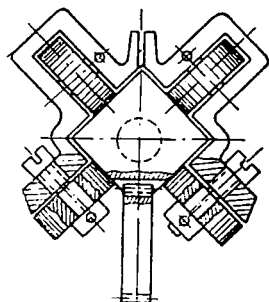


Фиг. 1. 104. Шуп кулачкового механизма.

сжимаемые поверхности шупа и кулачка, плоского или пространственного, азотируют для сообщения им большей твердости (до 60 по Роквеллу).



Поперечное сечение шупа представляет собой (см. фиг. 1. 104) неправильный шестиугольник, малые стороны которого опираются на поддерживающие ролики, имеющие вид двух усеченных конусов, сложенных малыми основаниями. Расстояние a между парами роликов должно быть возможно большим для лучшего направления шупа в его продольном движении. К одной из больших граней b привернута рейка для снятия перемещения шупа на съемную шестеренку. Последняя грань может служить при ввертывании ушка для закрепления пружины, прижимающей шуп к рабочей поверхности кулачка. Иногда делают две пружины для симметричной нагрузки на шуп, закрепляя их к поперечине, находящейся на заднем конце шупа.



Фиг. 1. 105. Шуп квадратного поперечного сечения.

Шупы круглого сечения направляются шестью шарикоподшипниками, расположенными по три в двух достаточно удаленных друг от друга сечениях. Чтобы все шесть роликов прикасались к цилиндрической поверхности шупа, две из осей роликов (по одной в каждой обойме) сделаны эксцентрическими (см. фиг. 1. 31).

На фиг. 1. 105 показан шуп квадратного сечения. Один из его углов снят, и на получившейся поверхности

нарезаны зубья рейки, с которыми сцепляется съемное зубчатое колесо. Квадратное тело шупа движется между восемью роликами, конструктивно выполненными в виде стандартных шарикоподшипников. В нижний конец шупа впрессован стальной наконечник с радиусом кривизны шаровой поверхности 4 мм. На верхнюю торцевую плоскость давит рычажок, прижимаемый пружиной.

В кулачковых механизмах размеры хода шупа не должны превышать 60 мм. При больших перемещениях шупа получился бы слишком большой вылет шупа в его крайнем положении, соответствующем минимальной величине радиуса-вектора ρ .

Для уменьшения размеров механизма часто применяется эксцентрик с пропорциональной частью. Принцип его построения для той же функции $y = \sin x$ показан на фиг. 1.106.

Ординату y рассматриваем как состоящую из двух частей:

$$y = y_1 + y_2.$$

Функция y_1 вводится в дифференциал помимо эксцентрика. Она пропорциональна значению x , и коэффициент пропорциональности осуществляется как передаточное отношение между валиком кулачка и солнечным колесом дифференциала. Второе слагаемое y_2 снимается с кулачка:

$$\frac{y_1}{1} = \frac{\varphi^\circ}{315^\circ}; \quad y_1 = \frac{\varphi^\circ}{315^\circ} = \frac{\varphi_{\text{радиан}}}{7/4\pi} = \frac{4}{7\pi} \varphi_{\text{радиан}}$$

$$y_2 = y - y_1 = \sin \frac{2}{7} \varphi - \frac{4}{7\pi} \varphi \text{ единиц.}$$

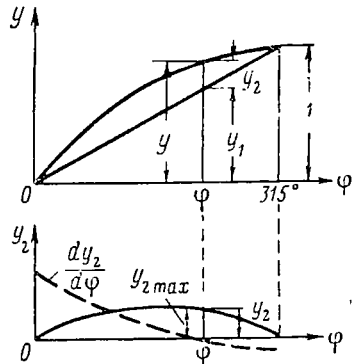
Максимальное значение величины y_2 равно 0,21. При прежнем масштабе $m = 50 \text{ мм/единицу}$ размеры кулачка и ход шупа значительно уменьшатся. Ход будет равен

$$50 (y_{2\text{max}} - y_{2\text{min}}) = 50 (0,21 - 0) = 10,5 \text{ мм.}$$

Построение кулачка ведем «на падение», так как по фиг. 1.106 (нижняя часть) видно, что его значительная часть соответствует фиг. 1.96. Уравнение профиля будет иметь вид

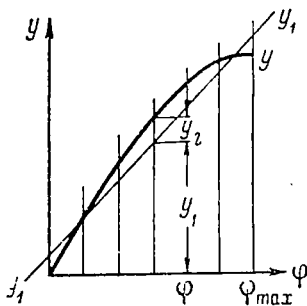
$$\rho = R - 50 \left(\sin \frac{2}{7} \varphi - \frac{4}{7\pi} \varphi \right) = R - 50 \left(\sin \frac{2}{7} \varphi - 0,182 \varphi \right);$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\frac{d\rho}{d\varphi}}{\rho} = \frac{50 \left(\frac{2}{7} \cos \frac{2}{7} \varphi - 0,182 \right)}{R - 50 \left(\sin \frac{2}{7} \varphi - 0,182 \varphi \right)}. \quad (1.57)$$



Фиг. 1.106. Схема построения кулачка с пропорциональной частью.

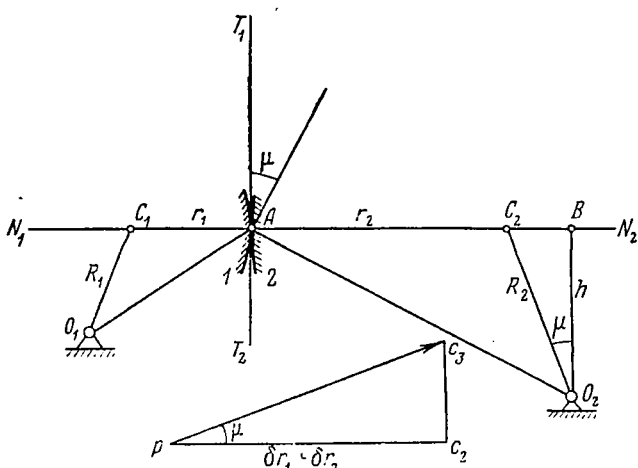
Для максимального угла подъема $\alpha = 45^\circ$ внешний радиус R может быть принят равным всего 20 мм. Минимальный радиус равен внешнему минус ход шупа, т. е. $20 - 10,5 = 9,5$ мм. Еще более благоприятный результат может быть получен при замене y суммой двух функций по фиг. 1.107, т. е. при проведении прямой y_1 так, чтобы y_2 имел значения с противоположными знаками. Их абсолютные величины, а с ними и углы подъема получают при этом значительно меньше.



Фиг. 1.107. Другая схема построения кулачка с пропорциональной частью.

и ведомого 2, касающихся в точке A . Рабочие элементы кулачков приближенно считаем дугами кругов кривизны.

Возможные неточности каждого из профилей кулачков могут вызвать перемещения точки их касания в направлении общей нормали N_1N_2 или по общей касательной T_1T_2 . Последнее перемещение соответствует относительному про-



Фиг. 1.108. Неточности профилей соприкасающихся кулачков.

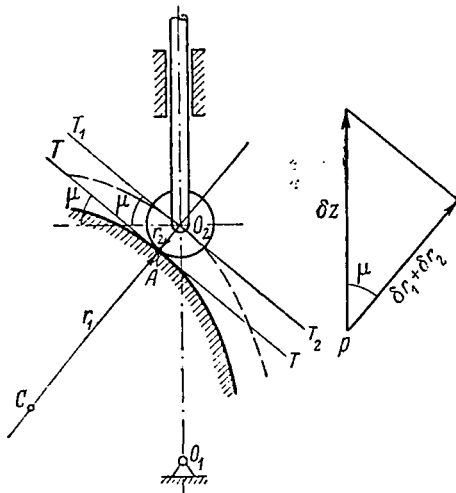
скальзыванию кулачков и не отражается на положении ведомого кулачка 2. Только ошибки профилей по их общей нормали, т. е. δr_1 и δr_2 , вызывают при заданном положении ведущего кулачка 1 перемещение центра C_2 кривизны ведомого профиля, а с ним и всего кулачка 2.

Как показывает план малых перемещений (внизу), пути $\delta r_1 + \delta r_2$ точки C_2 , выражаемому отрезком pc_2 , соответствует путь pC_2 по ее круговой траектории.

Разделив его на радиус $O_2C_2=R_2$, найдем угол поворота ведомого звена $\delta\varphi_2$, или угловую погрешность передачи вследствие неточностей δr_1 и δr_2 .

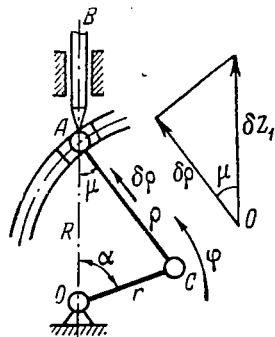
$$\delta\varphi_2 = \frac{rC_3}{R_2} = \frac{\delta r_1 + \delta r_2}{\cos \mu} : R_2 = \frac{\delta r_1 + \delta r_2}{h}$$

На фиг. 1.109 показан плоский эксцентрик с поступательно движущимся щупом, оканчивающимся роликом. Для заданного положения кулачка проводим нормаль через центр ролика O_2 , точку касания A и центр C кривизны профиля кулачка. Первичная погрешность должна быть измерена и отложена при построении плана малых перемещений по направлению этой нормали в некотором масштабе. Перемещение разлагаем по направлению движения щупа (это и будет погрешность δz результата) и по общей касательной к профилям (перемещение, для нас безразличное). Рабочий элемент кулачка характеризуется его углом подъема μ между касательной T_1T_2 и линией,



Фиг. 1.109. Плоский кулачок с поступательно движущимся щупом и роликом.

касательной T_1T_2 и линией,



Фиг. 1.110. Неточность величины радиуса кривизны кулачка.

перпендикулярной к радиусу O_1O_2 (по этой линии подъем щупа равнялся бы нулю), т. е. угол μ заключается между относительной и переносной скоростями. Из треугольника малых перемещений добавочное перемещение (погрешность) щупа равна

$$\delta z = (\delta r_1 + \delta r_2) : \cos \mu. \quad (1.58)$$

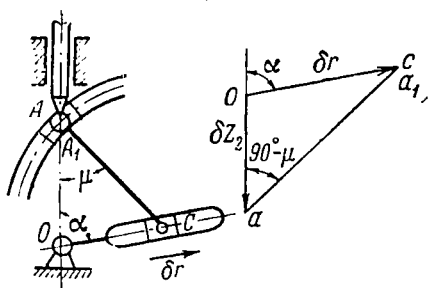
При качающемся щупе (фиг. 1.120) линейное перемещение центра A ролика равно δz [уравнение (1.58)], а угловая погрешность передачи получится делением δz на радиус качающегося щупа R .

$$\delta\varphi_2 = \frac{\delta r_1 + \delta r_2}{R \cos \mu}. \quad (1.59)$$

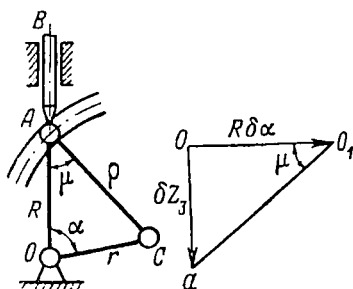
На фиг. 1.110 показана часть профиля вращающегося кулачка с движком AB , перемещающимся поступательно. O — центр вращения эксцентрика, C — центр кривизны рабочего элемента профиля; R — радиус-вектор; ρ — радиус кривизны; r — расстояние OC центра кривизны C от центра вращения O . Скольжение конца щупа AB по профилю можем мысленно заменить движением ползуна A по кулисе, вращающейся вокруг центра O . В этом случае ползун связан со щупом шарнирно.

Рассмотрим погрешности этого механизма вследствие неточности (в пределах допусков на его размеры) изготовления деталей и сборки механизма.

1. δr — неточность профиля в зависимости от изменения радиуса кривизны в направлении AC . Разлагаем радиальное перемещение точки A (см. фиг. 1.110, справа) на вертикальное — ошибку δz_1 результата и касательное к профилю —



Фиг. 1.111. Погрешность в расстоянии центра кривизны профиля от оси вращения кулачка.

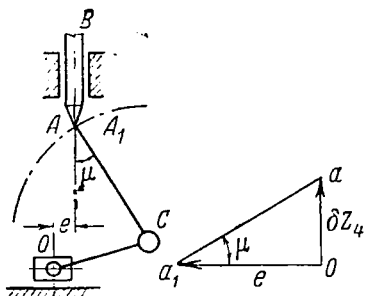


Фиг. 1.112. Неправильность положения центра кривизны профиля по окружности.

проскальзывание; последнее безразлично с точки зрения влияния на результат. Первое перемещение δz_1 равно (при угле подъема профиля μ)

$$\delta z_1 = \frac{\delta r}{\cos \mu}.$$

2. δr — погрешность в расстоянии центра кривизны C от оси O вращения эксцентрика. Можно считать, что фигура OAC перемещается поступательно по направлению OC . На фиг. 1.111 показан план малых перемещений: путь δr разложен на вертикальное перемещение δz_2 ведомой точки A и тангенциальное проскальзывание острия шупа по профилю эксцентрика, или проскальзывание ползуна A в кулисе A_1 . По плану видим, что абсолютная величина погрешности



Фиг. 1.113. Дезаксаж e шупа.

разложение его на вертикальный путь δz_3 движка AB и относительное перемещение αO_1 точки A по профилю кулачка (проскальзывание) $\delta z_3 = R \delta \alpha \operatorname{tg} \mu$.

4. Отклонение e , когда направление движения шупа не проходит через центр вала O . Преобразованный механизм для осуществления этого отклонения (фиг. 1.113) перемещает весь кулачок влево на величину e . Разлагая это перемещение на вертикальное δz_4 и тангенциальное, получим $\delta z_4 = e \operatorname{tg} \mu$.

5. Прогиб валика O эксцентрика в направлении AB на величину f (вниз под давлением шупа) вызывает его добавочное опускание (погрешность) на полную величину стрелки прогиба f . Погрешность $\delta z_5 = f$.

$$\delta z_2 = \delta r \frac{\cos(\alpha + \mu)}{\cos \mu}.$$

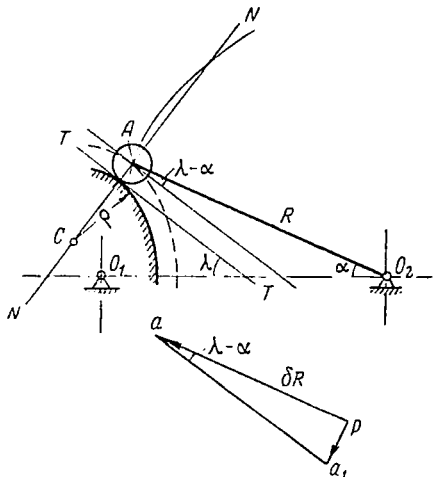
3. $\delta \alpha$ — неправильность расположения центра кривизны C по окружности (фиг. 1.112). В этом случае жесткая фигура OAC поворачивается вокруг вершины O на угол $\delta \alpha$. Горизонтальное перемещение точки A кулисы равно $R \delta \alpha$. На правой части фиг. 1.112 показано

6. При качающемся шупе может возникнуть новая погрешность, состоящая в изменении длины R ведомого рычага. Соответствующий преобразованный механизм и план его малых перемещений показаны на фиг. 1.114. Перемещение $\delta R = ra$ разложено на отклонение ra_1 рычага AC и проскальзывание aa_1 ползуна по пазу неподвижного эксцентрика. Ошибка

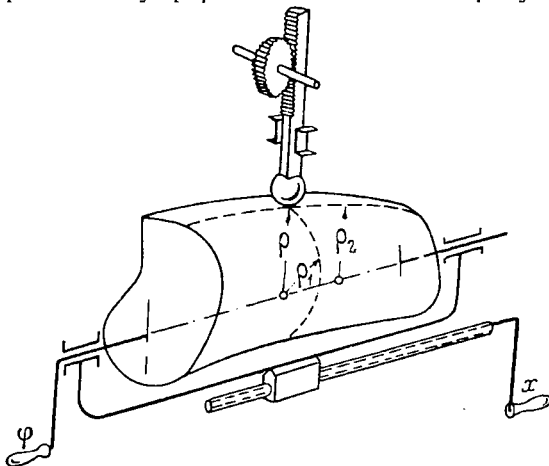
$$\delta\alpha = \frac{\delta R \operatorname{ctg}(\lambda - \alpha)}{R}.$$

Коноиды

Коноиды применяются при нахождении функции двух независимых переменных (фиг. 1.115). При повороте коноида вокруг его оси функция, снимаемая шупом, изменяется в зависимости от одной переменной соответственно изменению радиуса-вектора поперечного сечения (например ρ_1 вместо ρ). При продольном перемещении шупа относительно коноида или последнего по отношению к шупу радиус-вектор и снимаемая шупом функция изменяются по второму закону соответственно изменению второй переменной величины (например, ρ_2 вместо ρ), отражаемому формой продольной образующей коноида.



Фиг. 1.114. Несоблюдение длины качающегося шупа.



Фиг. 1.115. Схема коноида.

Перемещение шупа в миллиметрах равно искомому значению функции, умноженному на ее масштаб. Величина этого масштаба определяется по общему правилу по допустимой заданием погреш-

ности результата и по величине инструментальной ошибки коноидного механизма. Если последняя равна δz , а допустимая погрешность δZ , то $\delta z = \delta Z m$, откуда масштаб $m = \frac{\delta z}{\delta Z}$.

Для дополнительной проверки выбранного масштаба нужно определить величину хода щупа, которая не должна превышать 60 мм во избежание слишком большого вылета щупа в одном из его крайних положений и его прогиба. Если длина хода больше 60 мм, необходимо уменьшить масштаб результата или изменить конструкцию.

Масштаб того из переменных, которое вводится на вращение коноида, определяется его максимальным числовым значением, с одной стороны, и располагаемым углом поворота, с другой. Угол этот близок к 360° или при двойном коноиде — к 180° .

Подобно этому масштаб продольного перемещения может быть вычислен по максимальному значению вводимой величины и длине коноида. С другой стороны, тот же масштаб может быть получен из условия, чтобы угол подъема β в продольном направлении не превышал 45° , или

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\partial \rho}{\partial x} \leq 1. \quad (1.60)$$

Выражение $\frac{\partial \rho}{\partial x}$ обозначает частную производную от радиуса-вектора коноида ρ , выражающего искомую функцию, по переменному x , считая угол поворота φ неизменным.

Начальный радиус коноида можно определить из условия, чтобы угол α подъема в поперечном направлении также не превышал 45° , что выражается неравенством

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\partial \rho}{\partial \varphi} \frac{1}{\rho} \leq 1. \quad (1.61)$$

Н. И. Пчельников в своей работе¹ показывает, что при соблюдении двух последних условий угол подъема в наклонном сечении в наиболее неблагоприятном случае может иметь своим тангенсом

$$\sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg}^2 \beta} = \sqrt{2}$$

и достигать 55° .

Для выполнения условий (1.60) и (1.61) конструктор может располагаться масштабами переменных, начальной величиной радиуса-вектора и выбирать то переменное, которое выгоднее ввести на вращение или на осевое (продольное) перемещение. При этом конструктор должен соблюдать габариты коноида. Длина его нормально не превышает 200 мм и часто бывает гораздо меньше; ма-

¹ Н. И. Пчельников. Приборы управления артиллерийским зенитным огнем. Воениздат, 1949.

ксимальная величина радиуса-вектора обычно не превышает 150 м. При этих соотношениях длина периметра поперечного сечения всегда больше длины образующей, и поэтому на вращение выгодно назначать то переменное, которое имеет более широкий диапазон изменения. Это правило имеет грубо приближенный характер; более точный способ состоит в определении скоростей изменения функции, которая должна быть получена при помощи коноида, по обоим рабочим направлениям движения коноида: вращению около оси и продольному перемещению. Это определение может быть сделано графически (см. ниже).

Приемы расчета коноидов можно видеть из приводимых примеров.

Коноид горизонтальной дальности. Механизм коноида должен осуществлять переход от заданной высоты цели к ее горизонтальной дальности согласно уравнению

$$d = H \operatorname{ctg} \varepsilon. \quad (1.62)$$

Пределы переменных задаются неравенствами: $80^\circ > \varepsilon > 10^\circ$; ε не может получить нулевого значения, так как $\operatorname{ctg} 0 = \infty$; для высоты $8000 > H > 500$ м. Максимальное значение функции d не обязательно равно произведению H_{\max} и $(\operatorname{ctg} \varepsilon)_{\max}$, а определяется иными данными, например дальностью орудия. Допустим, что в нашем примере $d_{\max} = 12\,000$ м. По формуле (1.62) составляем таблицу значений искомой горизонтальной дальности.

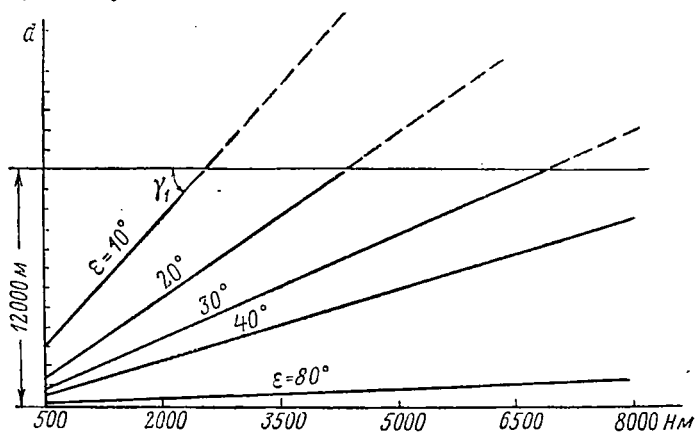
Таблица 1.3

ε	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
$\operatorname{ctg} \varepsilon$	5,671	2,75	1,73	1,192	0,839	0,577	0,364	0,170
$H =$	8000	45 400	22 000	13 820	9530	6600	4620	2920
	6500	36 800	17 900	11 300	7750	5450	3740	2370
	5000	28 400	13 750	8 650	5960	4180	2880	1820
	3500	19 800	9 600	6 050	4170	2940	2020	1277
	2000	11 350	5 500	3 460	2084	1680	1153	728
	500	2 840	1 375	865	596	418	288	182

Значения искомой дальности, превышающие 12 000 м, не имеют практического значения и не должны выражаться коноидом. На основании табл. 1.3 построены диаграммы фиг. 1.116 и 1.117. Ординаты обеих диаграмм дают значения горизонтальной дальности, но первая — как функции высоты, а вторая — функции угла места. Так как дальность зависела от двух переменных, то на каждой фигуре получено семейство кривых, в которых другой параметр сохраняет постоянное значение. Тангенсы углов γ_1 и γ_2 наклона касательных к этим системам кривых при одинаковом масштабе ординат и при одной и той же длине диаграммы по горизонтальному на-

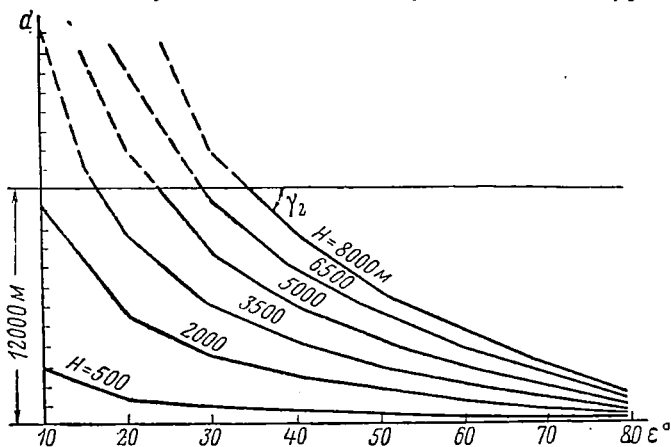
правлению дают частные производные скорости изменения дальности d по одному или другому аргументу.

Тангенс угла γ_2 оказывается больше γ_1 . Чтобы сделать их одинаковыми, что будет соответствовать одинаковым наклонам поверх-



Фиг. 1.116. Диаграмма зависимости горизонтальной дальности от высоты.

ности коноида и по окружности, и по продольному направлению, нужно увеличить абсциссы более крутой диаграммы, т. е. направить то переменное, которое дает больший угол γ_2 , по окружности ко-



Фиг. 1.117. Диаграмма зависимости горизонтальной дальности от угла места.

ноида — ввести его на вращение. Из подобных соображений установлено, что продольное перемещение должно выражать высоту, а поворот коноида служит для ввода угла места ϵ . Связь между

этими перемещениями и величинами вводимых переменных подобна представленной на фиг. 1.102 и выражается уравнением

$$\varepsilon = \frac{80^\circ - 10^\circ}{315^\circ} \varphi + 10^\circ = \frac{2}{9} \varphi + 10^\circ.$$

Здесь 315° — наибольший угол поворота коноида, а $(80^\circ - 10^\circ)$ — диапазон изменения угла ε .

Аналогично, задавая рабочую длину коноида $x_{\max} = 150$ мм, находим

$$H = \frac{8000 - 500}{150} x + 500 = 50x + 500 \text{ м.}$$

Уравнение коноида при построении его поперечного сечения на подъем будет

$$\rho = \rho_0 + mH \operatorname{ctg} \varepsilon = \rho_0 + m(50x + 500) \operatorname{ctg} \left(\frac{2}{9} \varphi + 10^\circ \right). \quad (1.63)$$

Основным требованием, определяющим масштаб m получаемой с коноида функции, является точность результата. Пусть погрешность изготовления радиуса-вектора коноида составляет 0,02 мм, а допустимая ошибка дальности 10 м. Дифференцируя уравнение (1.63) поверхности коноида

$$\rho = \rho_0 + md$$

и переходя от дифференциалов к погрешностям, находим

$$\delta\rho = m\delta d;$$

$$0,02 = m \cdot 10;$$

$$m \geq 0,002 \text{ мм/м};$$

при неравенстве ошибка δd будет меньше заданной.

Для контроля можно проверить выполнение требования о продольном угле подъема и о длине хода щупа.

$$\frac{\partial \rho}{\partial x} \leq 1;$$

$$m \cdot 50 \operatorname{ctg} \varepsilon \leq 1;$$

$$m \leq \frac{1}{50 \operatorname{ctg} \varepsilon}.$$

Правая часть неравенства получит наименьшее значение при малых значениях угла ε ; при $\varepsilon = 10^\circ \dots \operatorname{ctg} \varepsilon = 5,671$

$$m \leq 0,00353. \quad (1.64)$$

Наибольший ход щупа l равен разности $\rho_{\max} - \rho_{\min}$. При вычитании постоянный член ρ_0 сократится, и получится

$$l = m [(H \operatorname{ctg} \varepsilon)_{\max} - (H \operatorname{ctg} \varepsilon)_{\min}] = m [12\,000 - 88] = m \cdot 11\,912 \leq 60;$$

$$m \leq 0,005. \quad (1.65)$$

Из двух неравенств (1.64 и 1.65) выбираем то, которое дает более резко выраженный предел, т. е. (1.64). Окончательно принимаем $m=0,003$ мм/м. При этом ход щупа окажется равным

$$l=0,003 \cdot 11\,912 = 35,7 \text{ мм.}$$

Тангенс угла подъема в поперечном направлении равен

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \frac{\partial \rho}{\partial \varphi} : \rho = - \frac{0,003 H \cdot 2/g}{\sin^2 \varepsilon} (\rho_0 + 0,003 H \operatorname{ctg} \varepsilon); \\ |\operatorname{tg} \alpha| &= \frac{0,006}{9 \left(\rho_0 \frac{\sin^2 \varepsilon}{H} + \frac{0,003}{2} \sin 2\varepsilon \right)}. \end{aligned}$$

Мы должны выбрать наиболее невыгодный случай, когда $\operatorname{tg} \alpha$ будет иметь наибольшее значение. Для этого углу ε нужно придать наименьшее возможное значение, т. е. 10° (уменьшение обоих членов в знаменателе); высота же H должна получить максимальную возможную величину 8000 м, что уменьшит первый член знаменателя. Подставляя, находим

$$\operatorname{tg} \alpha_{\max} = \frac{0,006}{9 \left(\rho_0 \frac{\sin^2 10^\circ}{8000} + \frac{0,003}{2} \sin 20^\circ \right)}.$$

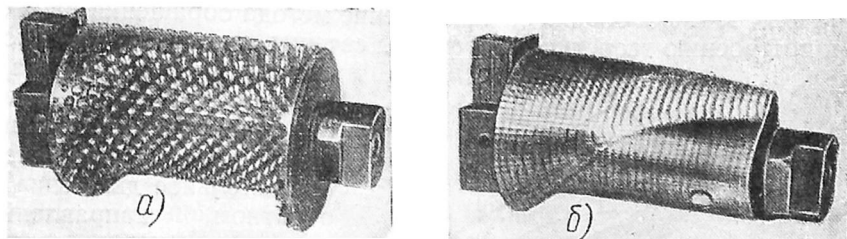
Это выражение должно быть меньше единицы или равно ей. Отсюда $\rho_0 \geq 40,8$. Принимаем $\rho_0 = 50$ мм. Окончательный вид уравнения искомого коноида

$$\rho = 50 + 0,003 (50x + 500) \operatorname{ctg} \left(\frac{2}{9} \varphi + 10^\circ \right). \quad (1.66)$$

Задаваясь последовательными значениями угла поворота φ (например через 3°) и перемещаясь вдоль оси коноида на 3—4 мм, по этому уравнению можем найти радиусы-векторы поверхности коноида.

Началом отсчета значений обоих аргументов коноида служит контрольная лунка, засверливаемая на его поверхности. Начальную обработку сложной поверхности производят на сверлильном станке с делительной головкой для поворота оправки с обрабатываемой заготовкой на равные углы и с перемещением стола станка на равные величины вдоль оси коноида. Сверло опускают на некоторую постоянную величину минус вычисленные по уравнению (1.66) и занесенные в таблицу значения радиуса-вектора коноида. Такое отсверливание производят дважды: в первый раз через двойной шаг между сверлениями; инструмент — обычное сверло с коническим концом; остатки металла срубает и опиливают; при вторичном проходе шаг сверления соответствует таблице, сверло имеет шаровидный конец с радиусом, равным радиусу сферы щупа. Далее идет

вторая ручная опиловка и доводка поверхности. На фиг. (1.118 и 1.119), взятых из работы проф. Л. Н. Преснухина, показан коноид в последовательных стадиях обработки. Полученная деталь служит копиром для получения на копировальном фрезерном станке нужной серии коноидов.



Фиг. 1.118. Последовательные стадии обработки коноида сверлением.

Множительные коноиды. Частные случаи функций двух переменных представляют их произведение, или произведение некоторых их функций с разделением переменных между сомножителями. Соответствующие уравнения имеют вид:

$$а) z = xy = xf(\varphi);$$

$$б) z = (ax + b)f(\varphi);$$

$$в) z = f_1(x)f_2(\varphi).$$

Здесь x обозначает продольное перемещение коноида или его каретки со щупами, а φ — угол поворота коноида.

Для коноида с прямолинейным движением щупа случаи а) и б) отличаются прямолинейной образующей коноида ($\varphi = \text{const}$). Действительно, производная $\partial z / \partial x$, т. е. тангенс продольного угла подъема β , равна в этих случаях

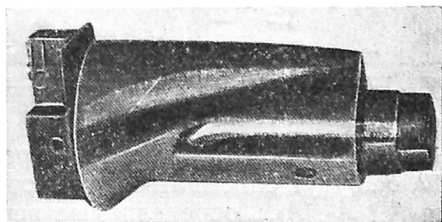
$$а) \operatorname{tg} \beta = f(\varphi) = \text{const};$$

$$б) \operatorname{tg} \beta = f(\varphi)a = \text{const}.$$

При изменении переменного x тангенс угла β остается неизменным, что подтверждает положение о прямолинейности про-

дольной образующей коноида. Поверхность коноида вырождается в этих случаях в конус со сложной направляющей, представляющей зависимость от второго переменного φ . Коноиды с качающимся щупом имеют сложную форму образующей и для умножения.

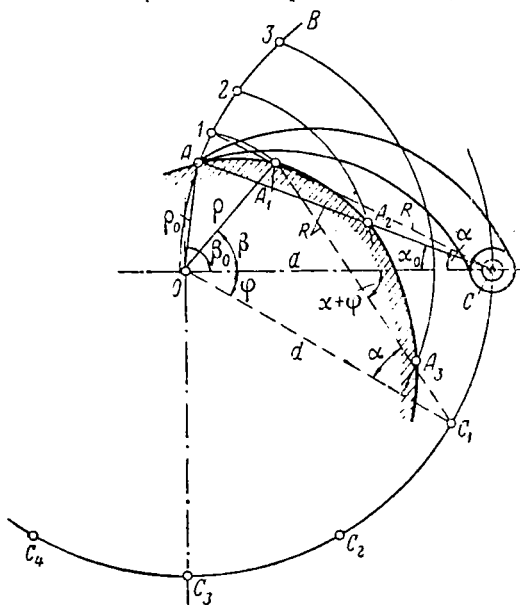
Коноиды с качающимся щупом. Коноиды с качающимся щупом часто встречаются в современных приборах и имеют сравнительно малые габариты. Щуп может совершать качания как



Фиг. 1.119. Коноид в готовом виде.

в плоскости, перпендикулярной к оси коноида, так и в его осевой плоскости. В обоих случаях приходится рассматривать сначала остроконечный щуп, считая его рабочей точкой центр кривизны нижней сферической поверхности щупа, а затем переходить от него к действительному щупу, строя эквидистантную поверхность выполняемого коноида.

На фиг. 1. 120 изображено применение метода обращения движения к построению теоретической формы сечения коноида по заданной связи углов его поворота и перемещений щупа. Вместо того, чтобы поворачивать коноид, сообщаем вращательное движение в обратном направлении опорам щупа (на самом деле неподвижным), а коноид оставляем в начальном положении.



Фиг. 1. 120. Профиль поперечного сечения коноида, щуп которого качается в плоскости, перпендикулярной к его оси.

Пусть на траектории АВ конца щупа заданы его положения $A, 1, 2, 3, \dots$, следовательно, углы α , соответствующие последовательным поворотам коноида на углы φ по направлению против хода часовой стрелки. При неподвижном коноиде нужно мысленно передвигать точку C опоры щупа в последовательные положения C_1, C_2, C_3, \dots по окружности из центра O на центральные углы φ по ходу часовой стрелки. При таком вращении точки $1, 2, 3, \dots$ будут описывать окружности с центром O и займут положения A_1, A_2, A_3, \dots , определяемые пересечениями круговых траекторий $1-A_1, 2-A_2$ и т. д. с засечками из центров C_1, C_2, C_3, \dots радиусом, равным длине AC щупа. Точки A_1, A_2, A_3, \dots принадлежат поперечному профилю коноида. Если конец щупа имеет, например, форму сферы с радиусом 4 мм, то из каждой точки теоретической поверхности $AA_1A_2A_3$ следует описать внутрь тела коноида сферу радиусом 4 мм. В искомом поперечном сечении коноида эти вспомогательные сферы дают окружности того же радиуса. Огибающая всех таких окружностей будет выполняемым профилем поперечного сечения.

Задавая в аналитической форме связь между углами φ поворота коноида и углами α поворота ведомого качающегося щупа, можно

связи углов его поворота и перемещений щупа. Вместо того, чтобы поворачивать коноид, сообщаем вращательное движение в обратном направлении опорам щупа (на самом деле неподвижным), а коноид оставляем в начальном положении.

найти¹ уравнение профиля поперечного сечения коноида, т. е. связь полярных углов β и радиусов-векторов сечения ρ (см. фиг. 1.120). Для начальной точки профиля A известны величины ρ_0 , β_0 и d . Проектируя на горизонтальное и вертикальное направления треугольнички OAC и OA_1C_1 , получаем уравнения:

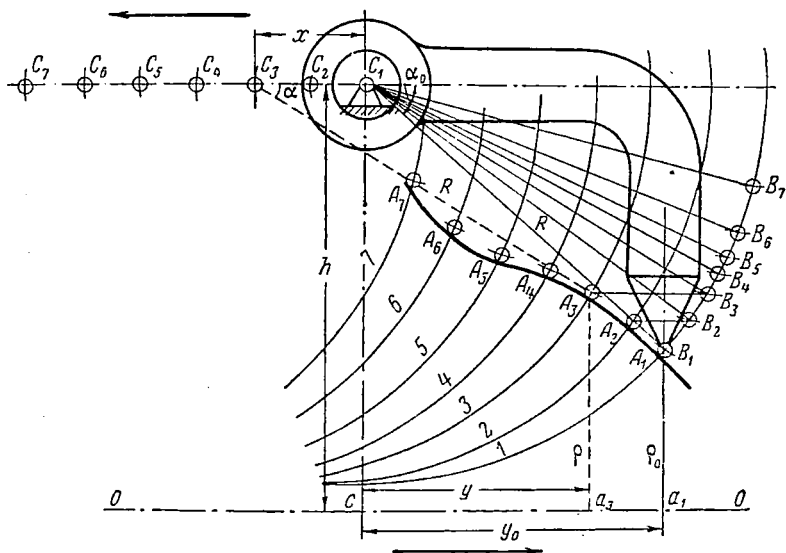
$$\rho_0 \cos \beta_0 + R \cos \alpha_0 = d. \quad (1.67)$$

$$\rho \cos \beta + R \cos (\alpha + \varphi) = d \cos \varphi. \quad (1.68)$$

$$\rho_0 \sin \beta_0 = R \sin \alpha_0. \quad (1.69)$$

$$\rho \sin \beta + d \sin \varphi = R \sin (\alpha + \varphi). \quad (1.70)$$

Уравнения (1.67 и 1.69) позволяют найти R и α_0 , а уравнения (1.68 и 1.70) дают возможность по заданным углам φ и α определить угол β и длину соответствующего радиуса ρ коноида.



Фиг. 1.121. Продольное сечение коноида со шупом, качающимся в осевой плоскости.

На фиг. 1.121 показано аналогичное построение для продольного перемещения коноида при качании его шупа в осевой плоскости. Останавливая мысленно движение коноида, происходящее, например, вправо, мы должны передвинуть точку опоры шупа C на такие же расстояния влево. Если точки $B_1, B_2 \dots B_7$ заданы на действительной траектории конца шупа, то их кажущиеся перемещения будут происходить влево по прямым $A_1B_1, A_2B_2 \dots$, параллельным

¹ См. Л. П. Рифтин. Труды семинара по теории механизмов. АН СССР, вып. 32, 1950.

оси коноида. Точки $A_1, A_2 \dots A_7$ получатся по-прежнему засечками из центров $C_1, C_2 \dots C_7$ радиусом C_1B_1 длины щупа. Дальнейший переход к выполняемому профилю произойдет, как и в предыдущем случае, построением огибающей к сферическим поверхностям, описанным радиусом шаровой части щупа из точек теоретического профиля.

Полученная кривая принадлежит одному осевому сечению коноида, находящемуся в работе в тот момент, когда при вращении коноида эта осевая плоскость пройдет через точки опоры щупа C . Другие осевые сечения могут быть построены так же, только их начальные точки должны быть расположены в разных местах траектории конца щупа соответственно закону изменения функции, вводимой на поворот коноида.

Связь между перемещением x коноида вдоль его оси и углом α соответствующего поворота щупа задается в виде уравнения $\alpha = f(x)$. Чтобы найти связь между расстояниями у точки продольного сечения от плоскости расположения центра вращения щупа и радиусом-вектором ρ коноида в этом месте, проектируем по-прежнему на горизонтальное и вертикальное направления замкнутые контуры $C_1A_1a_1cC_1$ для начального и $C_1C_3A_3a_3cC_1$ для текущего положения щупа. Получаем вновь четыре уравнения:

$$R \cos \alpha_0 - y_0 = 0; \quad (1.71)$$

$$R \sin \alpha_0 + \rho_0 = h; \quad (1.72)$$

$$-x + R \cos \alpha - y = 0; \quad (1.73)$$

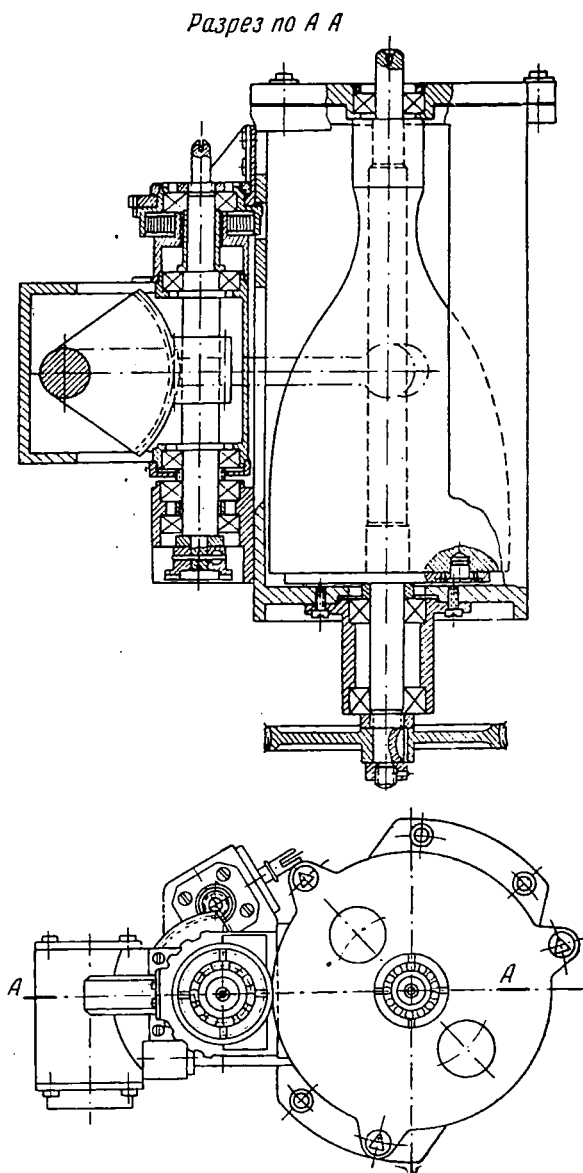
$$R \sin \alpha + \rho = h. \quad (1.74)$$

На фиг. 1.122 приведен коноид с качающимся щупом. Задачи, разрешаемые коноидами, можно разрешать и при помощи графиков (см. выше). Преимущество коноидов заключается в том, что они не требуют постоянного обслуживания человеком.

Погрешности коноидов. Пусть при исполнении кулачка вместо размера ρ получен размер $\rho + \delta\rho$. Возьмем наиболее общий случай коноида с качающимся щупом. Для его текущего положения мы будем иметь два уравнения (1.68 и 1.70) для качания щупа в плоскости, перпендикулярной к оси коноида, или (1.73 и 1.74) для качания в осевой плоскости. В этих уравнениях теперь можно считать известными величинами угол поворота коноида φ и его радиус-вектор $\rho + \delta\rho$. По ним можно получить углы $\beta + \delta\beta$ и $\alpha + \delta\alpha$. Последнее слагаемое дает погрешность $\delta\alpha$ угла поворота ведомого звена (результата).

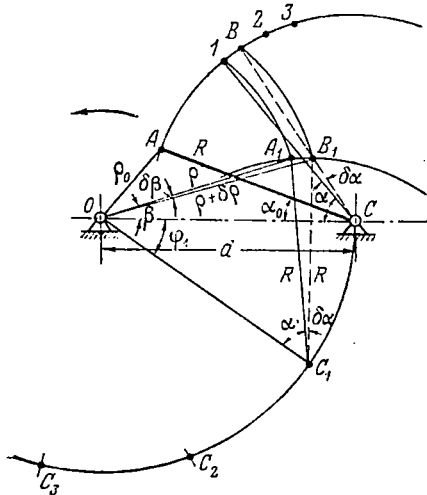
Построение решения приведенных выше уравнений показано на фиг. 1.123. Измененный профиль кулачка будет проходить не через точку A_1 , а через точку B_1 . Последняя лежит на расстоянии R от C_1 и на расстоянии $\rho + \delta\rho$ от оси коноида O . Соединив точки B_1 и O , найдем измененное значение полярного угла β на профиле коноида ($B_1OC = \beta + \delta\beta$). Переносим точку B_1 на траекторию A_1234 конца щупа засечкой BB_1 из центра O , получим угол $OCB = \alpha + \delta\alpha$. Аналогично можно решить и уравнения для щупа, качающегося в плоскости, проходящей через ось коноида.

Погрешности, происходящие от эксцентриситетов e_1 и e_2 кулачков, могут быть перенесены в точку касания A и разложены по направлениям общей нор-



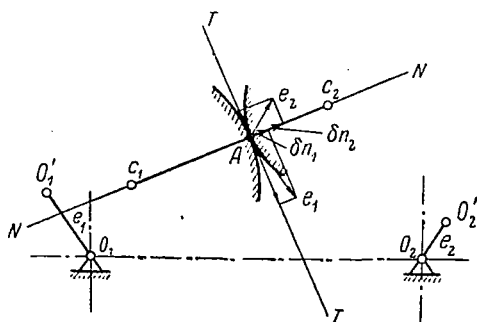
Фиг. 1. 122. Кононд с качающимся щупом.

малы и общей касательной к профилям в их точке касания (фиг. 1. 124). Общая погрешность поворота ведомого кулачка, происходящая от обоих эксцентриситетов, равна алгебраической сумме *нормальных* составляющих δn_1 и δn_2 . Она изменяет на такую же величину расстояние C_1C_2 между центрами кривизны обеих поверхностей. Частное от ее деления на длину перпендикуляра из центра ведомого кулачка (например центра вращения шупа) на общую нормаль к профилям даст угловую ошибку передачи.



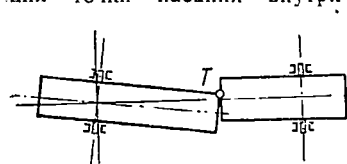
Фиг. 1. 123. Изменение поверхности коноида вследствие неточности в размере радиуса-вектора.

Рассмотрим эксцентричную посадку ролика на пальце шупа: величина эксцентриситета пусть равняется e . При вращении такого эксцентрического ролика его центр, а следовательно, и рычаг R будут приближаться и удаляться от



Фиг. 1. 124. Погрешность от эксцентриситетов кулачков.

тела коноида на e/R радиан в каждую сторону. В относительном движении шупа по коноиду вместо теоретической линии касания получится полоса возможных положений точки касания. Начальное положение ролика на этой полосе является случайным, так как он обладает лишней степенью свободы (может вращаться независимо от остальных звеньев механизма, например от руки). Все положения точки касания внутри упомянутой полосы равно вероятны.

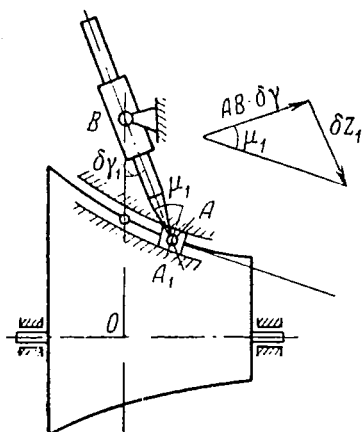


Фиг. 1. 125. Перекос одного из соприкасающихся кулачков.

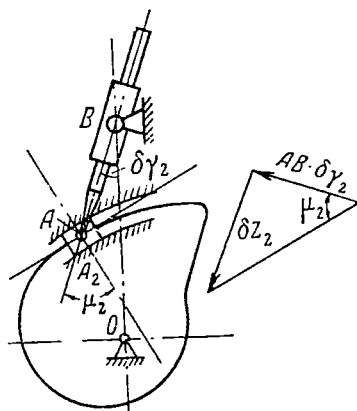
Перекос оси одного из кулачков вызывает изменение точки их касания. Вместо касания по всей длине образующей, как должно быть при параллельных осях, касание произойдет лишь одним из ее углов, — наиболее удаленным от геометрической оси идеального шарнира (фиг. 1. 125). Соответственное изменение радиуса-вектора равно половине длины образующей кулачка (при неравенстве длин — более тонкого), умноженной на угол поворота, отсчитываемый в плоскости, перпендикулярной к общей касательной TT к профилям в точке касания. При работе кулачковой передачи меняют

свое положение и общая касательная TT , и в некоторых случаях ось вращения кулачка (если неточность состоит в косом сверлении отверстия во втулке кулачка). Таким образом, угол определяется для заданного положения механизма.

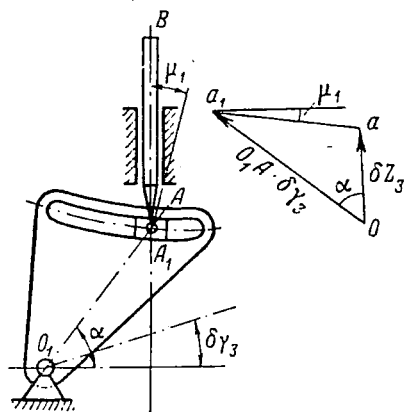
На фиг. 1. 126 показан преобразованный механизм с качающейся кулисой, соответствующий наклонному расположению направляющих движка AB в осевой плоскости коноида. Поворот втулки B на угол $\delta\gamma$, вызывает перемещение ползуна A по неподвижной для данного положения механизма кулисе A_1 . На фиг. 1. 127 показана аналогичная картина перекоса шупа, но в плоскости,



Фиг. 1.126. Наклонное расположение направляющих движка в осевой плоскости.

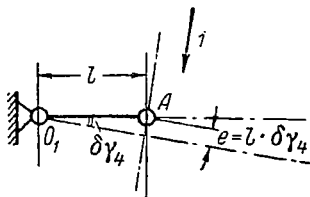


Фиг. 1.127. Перекос шупа в плоскости, перпендикулярной к оси коноида.



Фиг. 1.128. Перекос оси коноида в вертикальной плоскости.

Вид на коноид сверху



Фиг. 1.129. Перекос оси коноида в горизонтальной плоскости.

перпендикулярной к оси коноида. Оба перемещения разлагаем на продольное (погрешность δz) и тангенциальное — проскальзывание, не вносящее ошибки в результат. Вводя в обоих рассматриваемых случаях углы подъема профиля кулачка — продольный μ_1 и поперечный μ_2 , находим зависимости:

$$\delta z_1 = AB\delta\gamma_1 \operatorname{tg} \mu_1;$$

$$\delta z_2 = AB\delta\gamma_2 \operatorname{tg} \mu_2.$$

На фиг. 1.128 показан преобразованный механизм, соответствующий перекосу оси коноида в вертикальной плоскости на угол $\delta\gamma_3$. Ведущим звеном является вращающаяся кула O_1A_1 , ведомым — движок AB . Из плана малых перемещений aaa_1 следует:

$$\delta z_3 = O_1A_1\delta\gamma_3 \frac{\cos(\alpha + \mu_1)}{\cos \mu_1}.$$

Перекося ось коноида в горизонтальной плоскости показан на фиг. 1.129 в виде сверху. Он сводится к появлению «дезаксажа» шупа $e = l \cdot \delta\gamma_4$. Направление движения шупа не проходит при этом через центр вала. Преобразованный механизм для осуществления этого дезаксажа перемещал бы весь механизм по стрелке l на величину e . Разлагая это перемещение на вертикальное (погрешность) и тангенциальное, находим

$$\delta z_4 = e \operatorname{tg} \mu = l\delta\gamma_4 \operatorname{tg} \mu.$$

Механизмы с низшими парами для приближенного воспроизведения сложных функций одного переменного

Посредством шарнирных и, в частности, четырехзвенных механизмов возможно в некоторых нешироких пределах получать приближенные значения трансцендентных функций. Метод решения подобных задач покажем на примере:

$$y = \operatorname{tg} x,$$

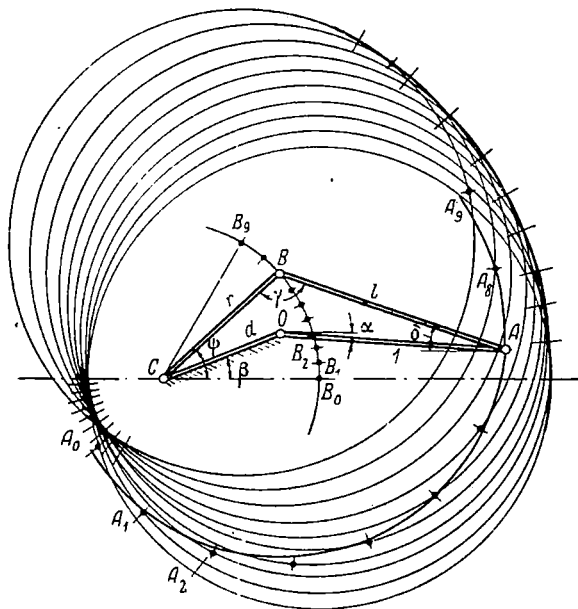
причем x изменяется от нуля до 45 градусов, а y — соответственно от нуля до единицы.

Принимаем, что угол α поворота ведущего кривошипа четырехзвенника выражает угол x в натуральную величину, а значения искомого тангенса представляются углами ψ поворота ведомого звена четырехзвенника — его балансира. На фиг. 1.130 представлены длины звеньев искомого механизма. Кривошип принимаем за единицу, отношение шатуна к длине кривошипа обозначаем через l (отвлеченное число), отношение длины балансира к кривошипу — r и отношение основания (станины) механизма к кривошипу d . Произвольным радиусом r проводим дугу B_0B_9 и строим от начального горизонтального направления углы $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_9$. Максимальную величину угла ψ_9 выбираем равной, например, 60° . Этот угол выражает максимальное значение искомого тангенса x , т. е. единицу, и масштаб тангенсов, таким образом, принимается равным $1/60$ единицы на градус угла поворота ведомого звена. Значения искомой функции и углов ψ приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Угол α град.	Значение тангенса α	Угол ψ поворота балансира	Угол α град.	Значение тангенса α	Угол ψ поворота балансира
0	0	$\psi_0=0$	25	0,466	$\psi_5=28^\circ$
5	0,087	$\psi_1=5^\circ 10'$	30	0,577	$\psi_6=34^\circ 40'$
10	0,176	$\psi_2=10^\circ 40'$	35	0,700	$\psi_7=42^\circ$
15	0,268	$\psi_3=16^\circ$	40	0,839	$\psi_8=50^\circ 20'$
20	0,364	$\psi_4=21^\circ 50'$	45	1	$\psi_9=60^\circ$

По значениям искомого угла ψ определяем на фиг. 1.130 положения B_0, B_1, \dots, B_9 шарнира B между балансиром и шатуном механизма. Отношение длины шатуна l к длине балансира r выби-



Фиг. 1.130. Грубо-приближенный подбор длин звеньев механизма.

раем произвольно. Пусть, например, оно равно 1,5. Тогда противоположный конец шатуна (палец кривошипа) будет лежать на окружностях, описанных из точек B_0, B_1, \dots, B_9 , как из центров, радиусом $1,5r$. Соответствующие положения A_0, A_1, \dots, A_9 пальца кривошипа не следует выбирать так, чтобы угол между направлениями шатуна и балансира был меньше угла трения, например 10° ;

при несоблюдении этого условия механизм будет близок к мертвому положению, и при его работе может произойти самоторможение. Итак, проведя направления балансира в каждом из девяти выбранных положений, до пересечения с окружностями радиуса $1,5r$, мы от обеих точек пересечения должны отложить по окружностям в обоих направлениях дуги в 10° . На этих дугах положений пальца кривошипа A выбирать нельзя. Они показаны на фиг. 1.130 толстыми линиями.

На окружности из центра B_0 выбираем произвольно начальную точку A_0 дуги, описываемой пальцем A кривошипа (разумеется, вне отмеченных ранее дуг). Расстояния между смежными положениями пальца A должны быть равными, так как палец вращается равномерно. Самую величину этого расстояния пробуем выбрать произвольно. Делаем этой произвольной длиной засечку из центра A_0 до пересечения с окружностью из центра B_1 . Точка пересечения будет представлять положение пальца A_1 . Засечкой того же радиуса из центра A_1 до пересечения с окружностью из центра B_2 найдем положение пальца A_2 . Таким же образом найдем все девять положений пальца A на равных расстояниях друг от друга. Если какое-нибудь из положений точки A попадет на дугу, где нельзя выбирать положений пальца кривошипа, всю операцию следует повторить от другого начала A_0 или с другим расстоянием между смежными точками.

Разместив все девять положений пальца кривошипа, подбираем центр и радиус окружности так, чтобы она прошла приблизительно через все десять точек A_0, A_1, \dots, A_9 . Через три точки окружность можно провести совершенно точно, а через 10 — нельзя; через несколько точек она может пройти, около остальных пройдет на небольшом расстоянии. Центр и радиус подобранной таким образом окружности приближенно принимаем за центр вращения кривошипа (точку O) и радиус кривошипа (OA). Последняя величина была нами принята за единицу. Длины остальных звеньев искомого четырехзвенника берем с чертежа (по методу Б. И. Степанова). Целый ряд произвольно выбранных параметров позволяет нам изменять их с целью наилучшего приближения ломаной линии $A_0A_1A_2A_3A_4A_5A_6A_7A_8A_9$ к окружности, описываемой пальцем кривошипа. Из чертежа определяем также углы, составляемые в каждом положении искомого четырехзвенника $OABC$ его звеньями с горизонтальным направлением. Эти углы обозначаем для кривошипа OA буквой α , для станины OC — буквой β , для шатуна AB — δ ; наконец, угол при вершине B между шатуном и балансиром называем γ .

Полученное графическим путем решение уточняем по Н. И. Левитскому¹ так. Предполагаем, что в точке B введен ползун, могущий перемещаться вдоль шатуна AB (фиг. 1.131). Длина l послед-

¹ Н. И. Левитский. Проектирование плоских механизмов с низшими парами. Изд. АН СССР, 1946.

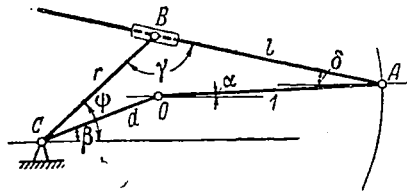
него станет тогда переменной; при этом удастся точно получить величины углов α и ψ согласно заданию и соответствующей ему числовой таблице. Для этого необходимо перемещать ползун B вдоль шатуна. Величина нужного перемещения

$$\Delta l = l - l_{\text{фактнч}}$$

производит компенсацию отклонения угла ψ поворота ведомого коромысла от искомого.

Вместо пути Δl можно ввести в расчет «взвешенную» разность:

$$\Delta q = l^2 - l_{\phi}^2 = (l + l_{\phi})(l - l_{\phi}) \approx 2l\Delta l.$$



Фиг. 1.131. Уточнение длин звеньев шарнирного четырехзвенника.

Проектируя в каждом положении стороны четырехзвенника на горизонтальную линию начала отсчета углов и на вертикаль, находим:

$$l_{\phi} \cos \delta = r \cos \psi + d \cos \beta - 1 \cos \alpha;$$

$$l_{\phi} \sin \delta = r \sin \psi + d \sin \beta - 1 \sin \alpha,$$

откуда

$$l_{\phi}^2 = r^2 + d^2 + 1 - 2d \cos(\alpha - \beta) + 2rd \cos(\psi - \beta) - 2r \cos(\psi - \alpha);$$

$$\Delta q = l^2 - l_{\phi}^2 = 2d \cos(\alpha - \beta) - 2rd \cos(\psi - \beta) +$$

$$+ 2r \cos(\psi - \alpha) + l^2 - r^2 - d^2 - 1 = 2d \left[\cos(\alpha - \beta) - r \cos(\psi - \beta) + \right.$$

$$\left. + \frac{r}{d} \cos(\psi - \alpha) + 1 \frac{l^2 - r^2 - d^2 - 1}{2d} \right];$$

$$\Delta q = 2d [F(\alpha) - p_0 \varphi_0(\alpha) - p_1 \varphi_1(\alpha) - p_2 \varphi_2(\alpha)].$$

Здесь

$$F(\alpha) = \cos(\alpha - \beta);$$

$$p_0 = r; \quad \varphi_0(\alpha) = \cos(\psi - \beta);$$

$$p_1 = -\frac{r}{d}; \quad \varphi_1(\alpha) = \cos(\psi - \alpha);$$

$$p_2 = -\frac{l^2 - r^2 - d^2 - 1}{2d}; \quad \varphi_2(\alpha) = 1.$$

При m делениях (в нашем примере $m=9$) среднее квадратическое отклонение $\Delta_{\text{кв}}$ равно $\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{i=m} (\Delta q)^2}{m+1}}$. В нем числитель имеет значение

$$\sum_{i=0}^{i=m} 4d^2 [F(\alpha_i) - p_0 \varphi_0(\alpha_i) - p_1 \varphi_1(\alpha_i) - p_2 \varphi_2(\alpha_i)]^2.$$

Для определения тех значений коэффициентов p_0 , p_1 и p_2 , которые соответствуют минимальному среднему квадратическому отклонению или минимальному значению его числителя, нужно положить:

$$\frac{\partial (\Delta q)^2}{\partial p_0} = 0; \quad \frac{\partial (\Delta q)^2}{\partial p_1} = 0; \quad \frac{\partial (\Delta q)^2}{\partial p_2} = 0$$

или

$$\sum_{i=0}^{i=m} [F(\alpha_i) - p_0 \varphi_0(\alpha_i) - p_1 \varphi_1(\alpha_i) - p_2 \varphi_2(\alpha_i)] \varphi_0(\alpha_i) = 0;$$

$$\sum_{i=0}^{i=m} [F(\alpha_i) - p_0 \varphi_0(\alpha_i) - p_1 \varphi_1(\alpha_i) - p_2 \varphi_2(\alpha_i)] \varphi_1(\alpha_i) = 0;$$

$$\sum_{i=0}^{i=m} [F(\alpha_i) - p_0 \varphi_0(\alpha_i) - p_1 \varphi_1(\alpha_i) - p_2 \varphi_2(\alpha_i)] \varphi_2(\alpha_i) = 0.$$

Раскрывая скобки, получим произведения двух видов:

1) вида $\Sigma F(\alpha_i) \varphi_k(\alpha_i)$, обозначаемые в дальнейшем γ_k , где $k=0, 1$ и 2 ;

2) вида $\Sigma \varphi_k(\alpha_i) \varphi_l(\alpha_i)$, обозначаемые c_{kl} или c_{lk} .

Для рассматриваемого случая определения трех искомых параметров r , l и d находим:

$$\begin{aligned} \gamma_0 = \Sigma F(\alpha_i) \varphi_0(\alpha_i) &= \cos(\alpha_0 - \beta) \cos(\psi_0 - \beta) + \\ &+ \cos(\alpha_1 - \beta) \cos(\psi_1 - \beta) + \cos(\alpha_2 - \beta) \cos(\psi_2 - \beta) + \dots \\ &\dots + \cos(\alpha_9 - \beta) \cos(\psi_9 - \beta). \end{aligned}$$

Входящие в коэффициенты углы α_i , β и ψ_i берутся с чертежа.

$$\begin{aligned} \gamma_1 = \Sigma F(\alpha_i) \varphi_1(\alpha_i) &= \cos(\alpha_0 - \beta) \cos(\psi_0 - \alpha_0) + \\ &+ \cos(\alpha_1 - \beta) \cos(\psi_1 - \alpha_1) + \cos(\alpha_2 - \beta) \cos(\psi_2 - \alpha_2) + \dots \\ &\dots + \cos(\alpha_9 - \beta) \cos(\psi_9 - \alpha_9); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \gamma_2 &= \sum F(\alpha_i) \varphi_2(\alpha_i) = \cos(\alpha_0 - \beta) + \cos(\alpha_1 - \beta) + \\ &\quad + \cos(\alpha_2 - \beta) + \dots + \cos(\alpha_9 - \beta); \\ c_{00} &= \sum \varphi_0(\alpha_i) \varphi_0(\alpha_i) = \sum \varphi_0^2(\alpha_i) = \cos^2(\psi_0 - \beta) + \\ &\quad + \cos^2(\psi_1 - \beta) + \dots + \cos^2(\psi_9 - \beta); \\ c_{01} &= \sum \varphi_0(\alpha_i) \varphi_1(\alpha_i) = \cos(\psi_0 - \beta) \cos(\psi_0 - \alpha_0) + \\ &\quad + \cos(\psi_1 - \beta) \cos(\psi_1 - \alpha_1) + \dots + \cos(\psi_9 - \beta) \cos(\psi_9 - \alpha_9); \\ c_{02} &= \sum \varphi_0(\alpha_i) \varphi_2(\alpha_i) = \sum \varphi_0(\alpha_i) = \cos(\psi_0 - \beta) + \\ &\quad + \cos(\psi_1 - \beta) + \dots + \cos(\psi_9 - \beta); \\ c_{11} &= \sum \varphi_1(\alpha_i) \varphi_1(\alpha_i) = \sum \varphi_1^2(\alpha_i) = \cos^2(\psi_0 - \alpha_0) + \\ &\quad + \cos^2(\psi_1 - \alpha_1) + \dots + \cos^2(\psi_9 - \alpha_9); \\ c_{12} &= \sum \varphi_1(\alpha_i) \varphi_2(\alpha_i) = \sum \varphi_1(\alpha_i) = \cos(\psi_0 - \alpha_0) + \\ &\quad + \cos(\psi_1 - \alpha_1) + \dots + \cos(\psi_9 - \alpha_9); \\ c_{22} &= \sum \varphi_2^2(\alpha_i) = 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + \dots + 1 \cdot 1 = 10. \end{aligned}$$

Уравнения, соответствующие минимуму выражения $(\Delta q)^2$, примут вид:

$$c_{00}p_0 + c_{01}p_1 + c_{02}p_2 = \gamma_0;$$

$$c_{10}p_0 + c_{11}p_1 + c_{12}p_2 = \gamma_1;$$

$$c_{20}p_0 + c_{21}p_1 + c_{22}p_2 = \gamma_2.$$

Решаем эти три уравнения с тремя неизвестными (первой степени) относительно p_0 , p_1 и p_2 ; метод последовательного исключения неизвестных дан в книге Н. И. Левитского¹ (табл. 1, стр. 25). Далее находим искомые параметры механизма:

$$r = p_0;$$

$$d = -\frac{r}{p_1};$$

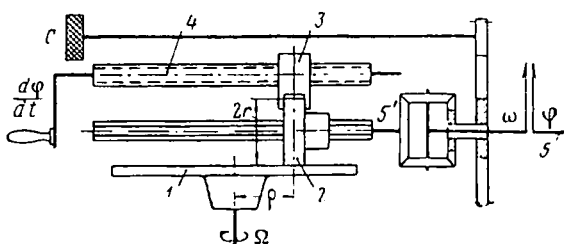
$$l^2 = r^2 + d^2 - 1 - 2p_2d.$$

¹ Н. И. Левитский. Проектирование плоских механизмов с низшими параметрами. Изд. АН СССР, 1946.

§ 20. Механизмы для дифференцирования и интегрирования

Фрикционные механизмы с переменным передаточным числом

Типичными для выполнения операций дифференцирования и интегрирования являются фрикционные механизмы с переменным передаточным числом. В наиболее распространенных механизмах вращение передается от диска или сферического сегмента, вращающегося пропорционально аргументу дифференцирования, к ролику, устанавливаемому на различных расстояниях от центра ведущего тела (фиг. 1.132). Угловая скорость ролика и его оси прямо про-



Фиг. 1.132. Фрикционный механизм с роликом.

порциональна длине радиуса ρ , на котором происходит передача. Прикасаясь к центру диска или к полюсу сегмента, ролик становится неподвижным, а при дальнейшем передвижении в том же направлении за центр диска меняет знак своей угловой скорости.

Если обозначить переменную угловую скорость ведущего диска через Ω , угол поворота этого диска через $d\alpha$, угол поворота съемного валика, вдоль шпонки которого передвигается ролик радиуса r , через $d\varphi$, а радиус точки передачи через ρ , то при отсутствии проскальзывания в передаче можно записать уравнение, выражающее равенство линейных перемещений трущихся точек ведущего диска и ведомого ролика:

$$dx\rho = r d\varphi;$$

$$\rho = r \frac{d\varphi}{d\alpha}$$

или

$$\frac{d\varphi}{d\alpha} = \frac{1}{r} \rho.$$

Итак, радиус передачи должен быть пропорционален производной от угла поворота съемного ролика по переменному, вводимому как угол поворота ведущего диска. В частном, но весьма часто встречающемся случае дифференцирование происходит по времени. При этом ведущий диск или шаровой сегмент должен вращаться

равномерно, и его угловая скорость Ω равна const . Так как его вращением вводится аргумент времени, то требование постоянства числа его оборотов в минуту выдерживается достаточно строго: отклонения от нормального числа оборотов ведущего диска не должны превышать $\pm 0,5\%$. Такая равномерность достигается приводом диска от специального двигателя *стабилизированной* скорости с центробежным регулятором.

Если угол поворота съемного ролика сделать пропорциональным дифференцируемой величине x , то $\varphi = kx$, и написанные выше уравнения примут вид

$$\Omega \rho = r \frac{d\varphi}{dt} = rk \frac{dx}{dt};$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\Omega}{rk} \rho = k_1 \rho = \text{const } \rho$$

или

$$x = k_1 \int \rho dt + c.$$

В обычной конструкции фрикциона с плоским диском, служащего для механического дифференцирования или интегрирования, дифференцируемая функция вводится на валик 5 (см. фиг. 132), получающий вращение от ведущего валика, а интегрируемая — на винт 4, передвигающий отводкой 3 ролик вдоль его оси.

При дифференцировании подбирают величину радиуса передачи ρ так, чтобы на съемном валике или на ролике была та же функция, которая дается для дифференцирования. Это равенство может быть осуществлено различными способами. Чисто механический способ состоит в совмещении стрелок, насаженных на валики 5 и 5'. Можно также соединить съемный валик тахометра и валик, подводящий дифференцируемую функцию x , посредством дифференциала. Водило его может иметь стрелку, указывающую нуль при одинаковых скоростях солнечных колес (нуль-индикатор).

В некоторых процессах¹ приходится изменять направление передачи движения в тахометре: ведущим звеном становится ролик 2, а ведомым — диск 1. Такая передача может оказаться неосуществимой из-за самоторможения. В этих случаях приходится применять следящую систему, электродвигатель которой приводит во вращение диск с нужной переменной угловой скоростью, а от него получают вращение все остальные детали механизма. При этом способе привода самоторможение исключается.

При работе ролика необходимо отметить ошибку, происходящую от неточности передаточного числа (проскальзывания) между ведущим диском и роликом (фиг. 1. 133). При отсутствии момента M , представляющего сопротивление валика со стрелкой или дифферен-

¹ Например, при интегрировании функции, обратной заданной (инверсное интегрирование).

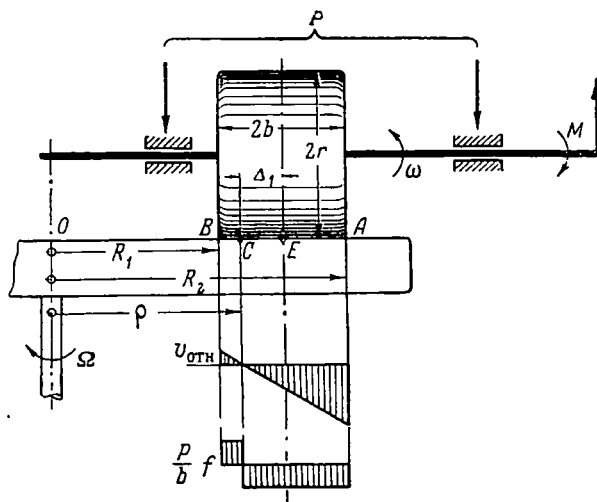
циалом, передаточное отношение при ведущем диске будет определяться¹ радиусом r_E средней точки E :

$$r_E = \frac{R_1 + R_2}{2}; \quad i = \frac{R_1 + R_2}{2r}.$$

Интересно, что для обратного направления передачи, от ролика к диску

$$i = \frac{r}{\sqrt{\frac{R_1^2 + R_2^2}{2}}}.$$

В остальных точках образующей ролика происходит проскальзывание, так как окружная скорость во всех точках образующей ро-



Фиг. 1.133. Проскальзывание между диском и ролик в фрикционной передаче.

лика одна и та же, а на радиусе диска скорости растут по мере удаления от центра O . Направления скольжения по обе стороны точки E обратные. Сила нажатия трущихся элементов передачи при отсутствии момента нагрузки M имеет минимальную величину.

Это положение изменится при нагрузке ведомой оси моментом сопротивления M . При заданной величине нажатия P между фрикционными телами равнодействующая сил трения равна

$$\frac{Pf}{2b} [(b + \Delta_1) - (b - \Delta_1)] = \frac{Pf}{b} \Delta_1,$$

где Δ_1 — расстояние *нескользящей* точки C от среднего сечения ро-

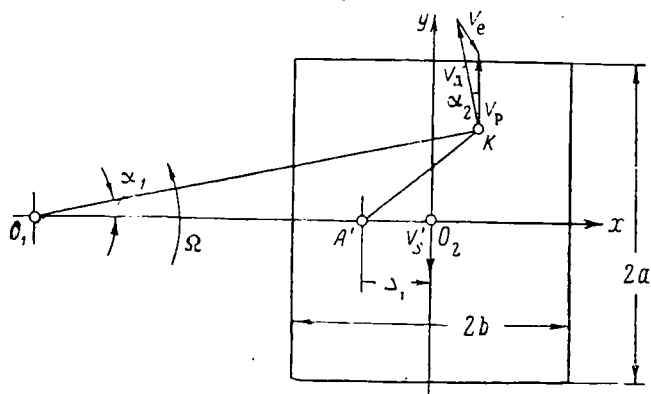
¹ А. П. Малышев. Труды Московского текстильного института, т. 5, 1937.

лика E , а $2b$ — длина образующей ролика. Момент этой силы, ведущей по отношению к ролику, равен

$$\frac{Pf}{b} \Delta_1 r = M;$$

отсюда

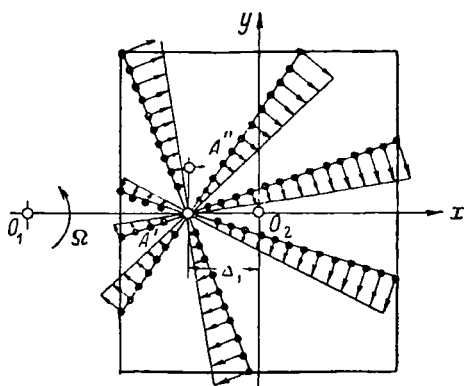
$$\Delta_1 = \frac{Mb}{Pfr}. \quad (1.75)$$



Фиг. 1.134. Распределение относительных скоростей при проскальзывании.

Чем больше передаваемый момент M , длиннее образующая ролика $2b$ и меньше его радиус r и сила нажатия P , тем больше смещается несскользящая точка C относительно середины E ролика.

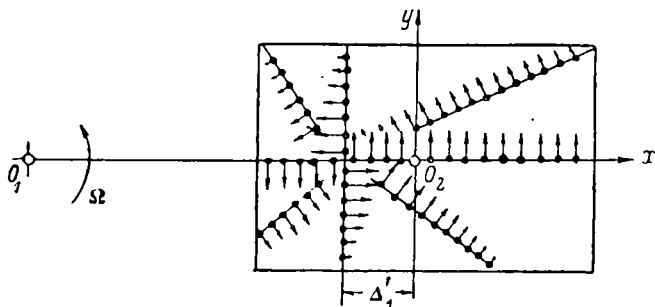
Рассмотрим цилиндрический ролик с образующей длиной $2b$ ¹. Площадка контакта будет иметь вид прямоугольника, другой размер $2a$ которого определится по формуле Герца для сжатия цилиндров. В точках контактной площадки, лежащих на оси x (фиг. 1.134), скорости соприкасающихся точек будут иметь одинаковое направление, в точках же K , не лежащих на оси x , скорость ролика V_p будет вертикальна, а скорость диска V_d — перпендикулярна к O_1K ; следовательно, несскользящая точка A' должна лежать на оси x на расстоянии Δ_1 от центра O_2 . Треугольник скоростей подобен треугольнику $O_1A'K$, и вектор относительной скорости



Фиг. 1.135. Распределение относительных скоростей в зоне контакта.

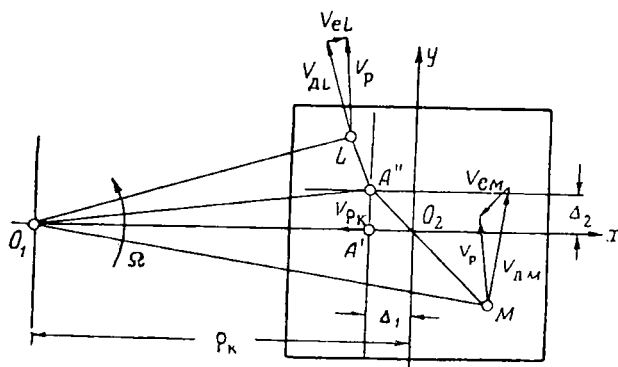
¹ В. А. Щетников. Сборник «125 лет МВТУ», № 49, Оборонгиз, 1955.

(скорости проскальзывания) будет перпендикулярен к $A'K$. На фиг. 1.135 показано распределение относительных скоростей в зоне контакта, а на фиг. 1.136 — поле сил трения. При совмещении стрелок (см. фиг. 1.132) ролик перемещается отводкой Z , и радиус ρ точки касания изменяется. Скорость передвижения ролика равна



Фиг. 1.136. Поле сил трения в зоне контакта.

$\frac{d\rho}{dt}$ и направлена вдоль оси x . Чтобы прежняя нескользящая точка A' получила такую горизонтальную скорость, нужно, чтобы новый мгновенный центр вращения, или новая нескользящая точка перешла по вертикали вверх или вниз в зависимости от направления передвижения ролика в положение A'' , причем расстояние $A'A'' = \Delta_2 = \frac{d\rho}{dt} : \Omega$.

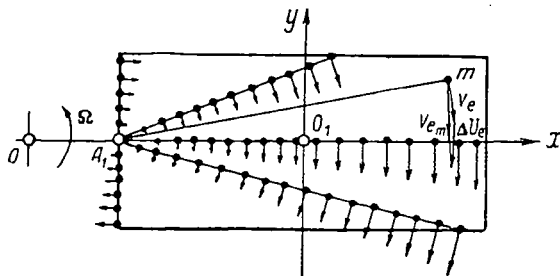


Фиг. 1.137. Распределение относительных скоростей при перемещении ролика вдоль радиуса.

На фиг. 1.137 показано новое распределение относительных скоростей.

Добившись совмещения стрелок, мы неточно получаем величину ρ , представляющую собой искомую производную. Ошибка равна Δ_1 . Увеличение момента сопротивления ведет к возрастанию смеще-

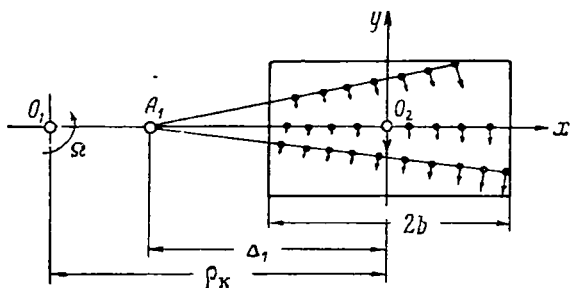
ния Δ_1 точки чистого качения. На фиг. 1.138 показано распределение относительных скоростей для $\Delta_1 = b$. При дальнейшем возрастании нагрузки нескользкая точка A выйдет за пределы площадки контакта, как это показано на фиг. 1.139. При этом погрешности в определении ρ чрезвычайно возрастают. Изменения коэффициента трения вызывают перемещения точки A по оси x , и передача движе-



Фиг. 1.138. Распределение относительных скоростей для $\Delta_1 = b$.

ния становится неустойчивой. Она совсем прекратится, когда Δ_1 станет равной полному радиусу ρ .

Для уменьшения погрешности отсчета Δ_1 следует уменьшать длину образующей ролика $2b$. Фрикционный механизм с шариками (двумя) соответствует весьма малому значению размера $2b$, равному диаметру контактного пятна смятия.



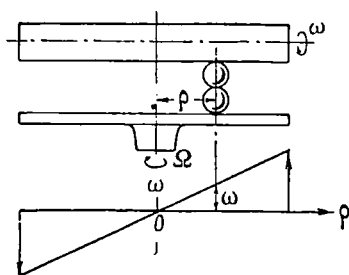
Фиг. 1.139. Картина неустойчивой работы фрикциона при выходе нескользкой точки за пределы площадки контакта.

Погрешность Δ_1 не зависит от радиуса ρ передачи, относительная же ошибка Δ_1/ρ будет тем больше, чем ближе к центру диска находится ролик (зависимость гиперболическая). Кроме того, прохождение ролика через центр сопряжено с его сильным износом и значительным проскальзыванием на малых радиусах.

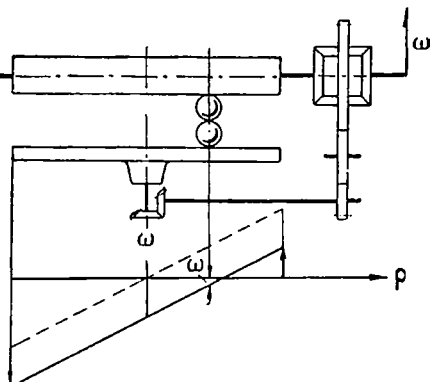
Диаграмма распределения угловых скоростей съемного валика в связи с изменением радиуса точки передачи показана на фиг. 1.140. Нулевое значение скорости соответствует нулевому значению ра-

диуса. Иногда применяется комбинация тахометра с дифференциальным механизмом (фиг. 1. 141). Ко всем значениям угловой скорости, получаемым на съемном валике, прибавляется со знаком минус величина, пропорциональная угловой скорости диска. Эта отрицательная прибавка смещает всю диаграмму (фиг. 1. 141) вниз, и нулевая величина скорости соответствует уже не центру диска, а другой точке его радиуса, например середине.

Широко распространена конструкция, показанная на фиг. 1. 142, с ведомым барабанчиком или валиком \mathcal{Z} , расположенным по диаметру ведущего диска. Здесь передача происходит через два промежуточных шарика 2 , т. е. последовательно в трех местах. Оба шарика заключены в обойму 4 ,



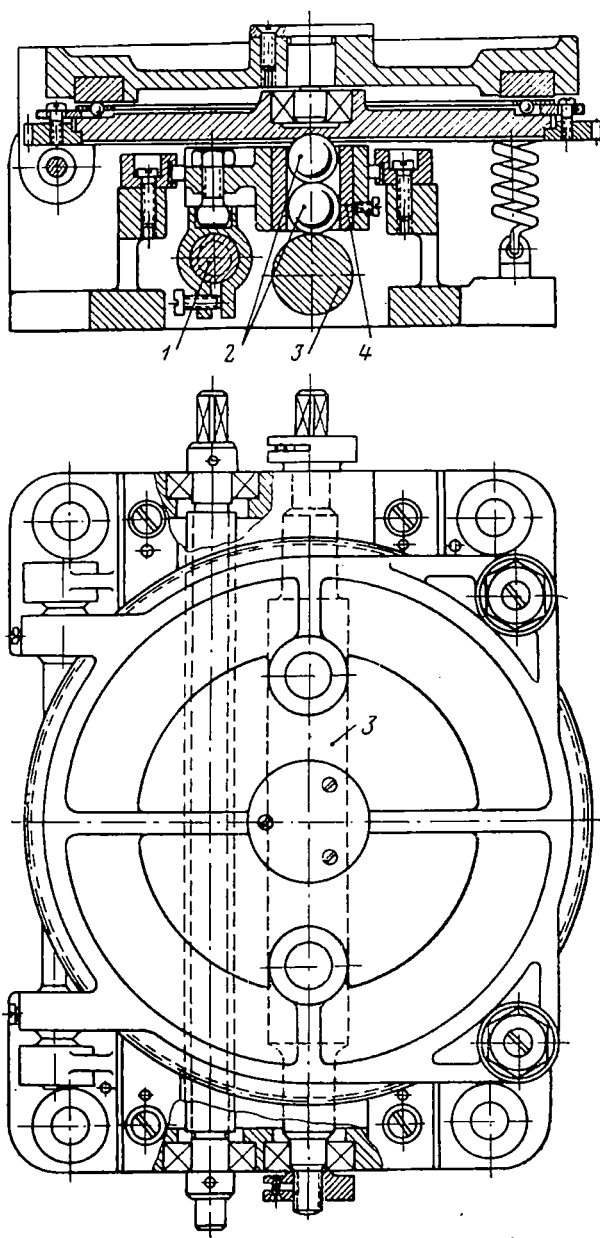
Фиг. 1. 140. Изменение угловых скоростей ведомого ролика с изменением радиуса передачи.



Фиг. 1. 141. Комбинация тахометра с дифференциальным механизмом.

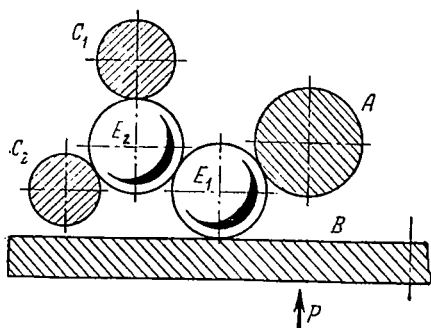
передвигаемую винтом 1 вдоль диаметра диска. Наличие двух шариков обуславливается необходимостью ликвидации их скольжения как по диску, так и по образующей ведомого (съемного) валика при *радиальном* передвижении обоймы. Один шарик оказался бы зажатым между образующей съемного валика и параллельным ей диаметром ведущего диска. При двух шариках направления их вращения при передвижении по радиусу обратные, в результате чего они могут катиться как друг по другу, так и по валику и диску.

Конструкция с тремя точками касания (между ведущим диском и первым шариком, между двумя шариками и между верхним шариком и съемным цилиндром) дает значительную ошибку; однако полная погрешность фрикционов этого типа меньше, чем у других. В таком виде передача служит лишь для небольших моментов, порядка 30 Гдм . При больших значениях моментов (до 150 Гдм при 700 оборотах диска в минуту) применяются так называемые *силовые* фрикционы, схематически показанные на фиг. 1. 143. Между их ведущим диском B и ведомым валиком A помещены два шарика E_1 и E_2 . Их выпадение вбок предупреждается вращающимися холостыми цилиндрами C_1 и C_2 . Шарик по-прежнему заключены в



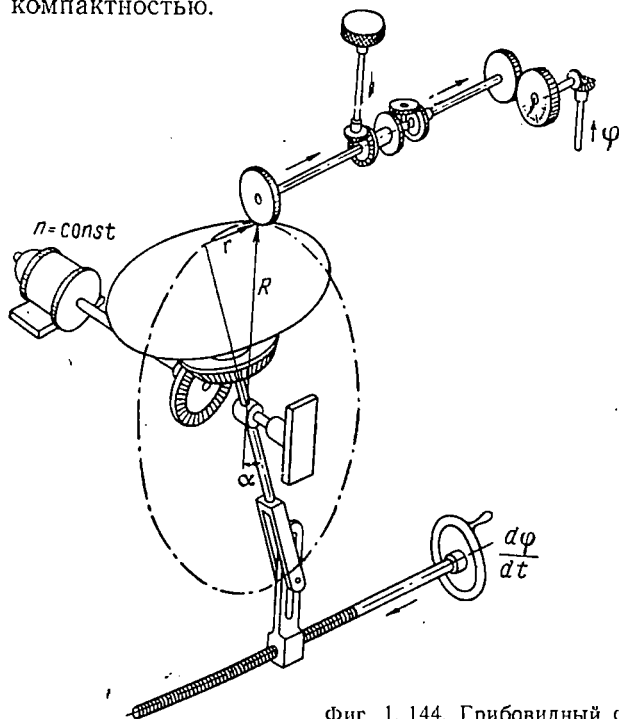
Фиг. 1.142. Фрикционный механизм с двумя шариками.

обойму, передвигаемую винтом вдоль диаметра диска. Коэффициент полезного действия подобных фрикционов и точность их работы уступают соответствующим показателям фрикционов с одним съемным валиком.



Фиг. 1. 143. Силовой фрикцион с тремя шариками.

Еще большие моменты передаются в «грибовидном» фрикционном механизме (фиг. 1. 144), где переменным является радиус r малого круга сферы, на котором работает ролик. Так как величина его равна $R \sin \alpha$, то скорость ведомого валика измеряется синусом угла наклона оси α . Нижняя часть схемы изображает синусный механизм для одновременного определения по вводимому углу наклона α искомого синуса, выражающего значение производной. Механизм предназначен для больших моментов (более 150 Гдм) и отличается компактностью.

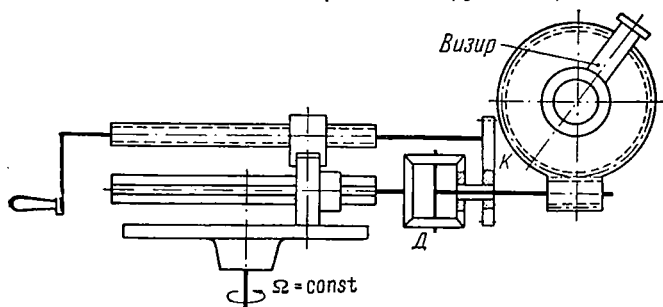


Фиг. 1. 144. Грибовидный фрикцион.

Фрикционные механизмы применяются часто как интеграторы при слежении за движущейся целью по скорости изменения коор-

динаты. На винт, перемещающий ролик, вводится такое значение скорости перемещения цели, чтобы визир, связанный со съемным валиком, непрерывно видел цель на своей оптической оси, отмечаемой перекрестием нитей.

Иногда подобное устройство (фиг. 1.145) заставляет визир двигаться и под влиянием интегральной функции, и под влиянием



Фиг. 1.145. Схема механизма полуавтоматического слежения.

производной. Через передачу k происходит их сложение в дифференциале D . В зависимости от величины передаточного числа в таком механизме «угла и скорости» может преобладать то или другое слагаемое. Назначение этой конструкции «полуавтоматического» привода для слежения — уменьшить отставание визира от цели, неизбежное при использовании только интегральной функции от съемного валика фрикциона. Например, при отставании визира от направления на цель мы движением общей рукоятки, во-первых, увеличиваем радиус передачи и скорость визира, а во-вторых, добавляем некоторое угловое перемещение к текущему углу поворота визира.

Автоматический фрикцион

Нахождение производной иногда автоматизируется. На фиг. 1.146 показана схема автоматического фрикциона. Здесь винт 2, изменяющий радиус передачи, получает вращение не от руки, а от водила дифференциала 5. При отсутствии равенства между угловыми скоростями солнечных колес, т. е. при $\omega \neq \omega_1$, винт 2 будет перемещать ролик 3. Связь между перемещениями звеньев в механизме такая:

$$\left. \begin{aligned} \Omega_2 &= \omega r; & \omega &= \frac{\Omega}{r} r; \\ \omega_1 &= K \frac{dx}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.76)$$

Если передаточное отношение от водила дифференциала к ходовому винту равно i , то $\frac{\omega_1 - \omega}{2} i$ — скорость вращения винта 2.

Обозначим его шаг через h . Тогда за бесконечно малый промежуток времени dt обойма передвинется на $d\rho$:

$$\frac{1}{2} \left(\omega_1 - \frac{\Omega}{r} \rho \right) i dt \frac{h}{2\pi} = d\rho. \quad (1.77)$$

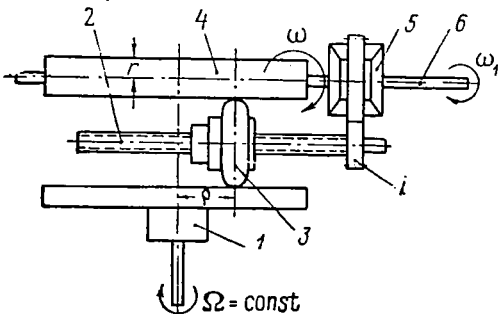
Интегрируя это уравнение, получим

$$-\frac{\Omega h i}{4\pi r} t = \ln \left(\omega_1 - \frac{\Omega}{r} \rho \right) - \ln c; \quad (1.78)$$

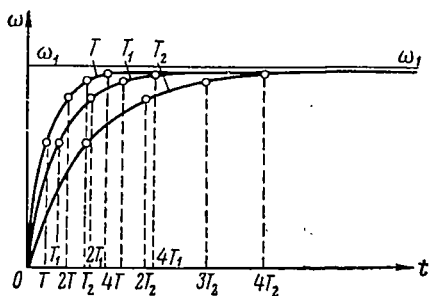
при $t=0$

$$\begin{aligned} \rho &= \rho_0, & \omega_1 &= (\omega_1)_0; \\ c &= -\frac{\Omega}{r} \rho_0 + (\omega_1)_0. \end{aligned}$$

Правая часть полученного уравнения представляет *отвлеченное* число; такой же должна быть и левая часть. Следовательно, коэф-



Фиг. 1.146. Схема автоматического фрикциона.



Фиг. 1.147. Диаграмма изменения скорости, вырабатываемой автоматическим фрикционным тахометром.

фициент при времени t должен иметь размерность 1/сек. Обозначим его через $1/T$. Введенное число T сек. $= \frac{4\pi r}{\Omega h i}$ называется *постоянной времени* рассматриваемого фрикциона. Результат преобразования уравнения (1.78) такой:

$$e^{-\frac{t}{T}} = \frac{\omega_1 - \frac{\Omega}{r} \rho}{(\omega_1)_0 - \frac{\Omega}{r} \rho_0}. \quad (1.79)$$

Простейший случай состоит в измерении *постоянной* угловой скорости $\omega_1 = (\omega_1)_0 = K \frac{dx}{dt}$ и в начальном положении ролика фрикциона в центре диска ($\rho_0 = 0$). Выражение для текущего значения ρ в зависимости от времени будет иметь для этого случая вид

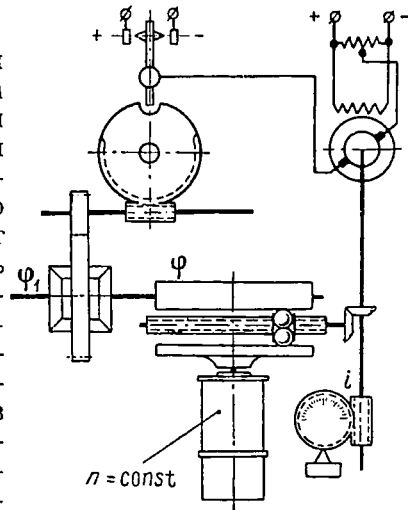
$$\rho = \frac{r}{\Omega} \omega_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (1.80)$$

Оно представлено графически на фиг. 1.147. Горизонтальная прямая изображает постоянную скорость ω_1 , развиваемая же тахометром скорость ω приближается к ней асимптотически, достигая ее лишь при $t = \infty$. Таким образом, определение скорости ω_1 изменения вводимой величины x может быть только приближенным; точность определения будет повышаться с течением времени: по истечении T сек., когда показатель при e станет равным (-1) , ошибка будет равна 37%, через время $2T$. . . 13,5%, через время $3T$ ошибка уменьшится до 5% и через $4T$ — до 2%.

При одной и той же постоянной времени T фрикционного механизма время, необходимое для получения производной, зависит от требуемой точности определения. При различных постоянных времени (несколько кривых на фиг. 1.147) время будет пропорционально значению T . Очень сильно уменьшать постоянную времени нельзя, потому что в процессе автоматической установки ролика значительные колебания входной величины будут переданы на выход без их надлежащего сглаживания. Физический смысл этого требования состоит в том, что промежуток времени $4T$ необходим для надежного определения скорости; зная течение заданной функции лишь за очень короткий промежуток времени, мы находим скорость только с большой ошибкой. С подобными же требованиями мы встретимся и при всех других способах определения скорости. Необходимая продолжительность наблюдения в среднем равна 5—6 сек. При внезапном изменении величины или закона скорости тахометр отмечает его не сразу, а требует того же промежутка времени для приближения к новой действительной величине измеряемой производной. При частых колебаниях тахометр не успевает достигнуть истинного значения скорости и переходит на новый закон ее изменения, отставая в своих показаниях опять на несколько секунд. Таким образом, ошибки бывают малыми лишь при не особенно частых и плавно протекающих изменениях скорости.

Автоматизация может быть также достигнута применением серводвигателя, контактное приспособление которого заводится от водила дифференциала (фиг. 1.148). Обработка происходит через фрикцион и его съемный валик.

Как показывает выражение (1.78), для уменьшения времени T следует увеличивать угловую скорость диска, или передаточное от-



Фиг. 1.148. Автоматическое дифференцирование при помощи серводвигателя.

ношение от электродвигателя стабилизированной скорости, приводящего его во вращение. Далее следует увеличивать шаг h винта, ведущего обойму, и передаточное отношение i от валика дифференциала к винту; радиус же r съёмного валика с целью уменьшения T следует уменьшать.

Практически приняты следующие пределы изменения основных параметров передачи:

диаметр диска — от 60 до 200 мм

диаметр съёмного валика от 15 до 30 мм

число оборотов диска в минуту — от 100 до 700

число оборотов съёмного валика в минуту — от нуля до 2000.

Фрикционные механизмы могут применяться для различных математических операций — дифференцирования, интегрирования, измерения скорости или тахометрирования в узком смысле слова и для сглаживания кривой, характеризующей явление (например движение), данные о котором поступают только периодически. Такая эмпирическая кривая обычно показывает скачки (например скачки скорости), не соответствующие действительному плавному закону протекания явления. При произвольном характере наблюдаемого изменения приходится подбирать переменный радиус ρ передающей точки интегрирующего фрикционного механизма.

Нажатие трущихся поверхностей фрикционных механизмов осуществляется пружинами; сила нажима изменяется от 2 до 15 кг. Возможны конструкции с подвижными опорами диска или с подвижными опорами съёмного валика. Средние силы нажатия, порядка 4—6 кг, обеспечивают требуемую точность работы механизма. Если пружин несколько, то важным конструктивным требованием является равномерное распределение нагрузки между ними.

Обойма для шариков выполняется в некоторых конструкциях с фибровыми вкладышами, однако чаще она бывает металлической. Для уменьшения трения шариков об обойму в некоторых удачных конструкциях применяются ролики — по два на каждый шарик. Число оборотов съёмных валиков в минуту может достигать 2000, а скорость на окружности — 2 м/сек. Дальнейшее повышение скорости ведет к быстрой порче поверхности валика катящимися по ней шариками. При необходимости приходится покрывать поверхность съёмного валика и центральную часть диска твердыми сплавами.

Смазочное масло наносят на трущиеся поверхности в самом незначительном количестве — только для предохранения от коррозии.

Погрешности фрикционных механизмов. При изучении погрешностей фрикционных механизмов удобно рассматривать относительные ошибки, т. е. отношения величин погрешностей к значениям переменных, передаваемых фрикционом.

Взяв уравнение

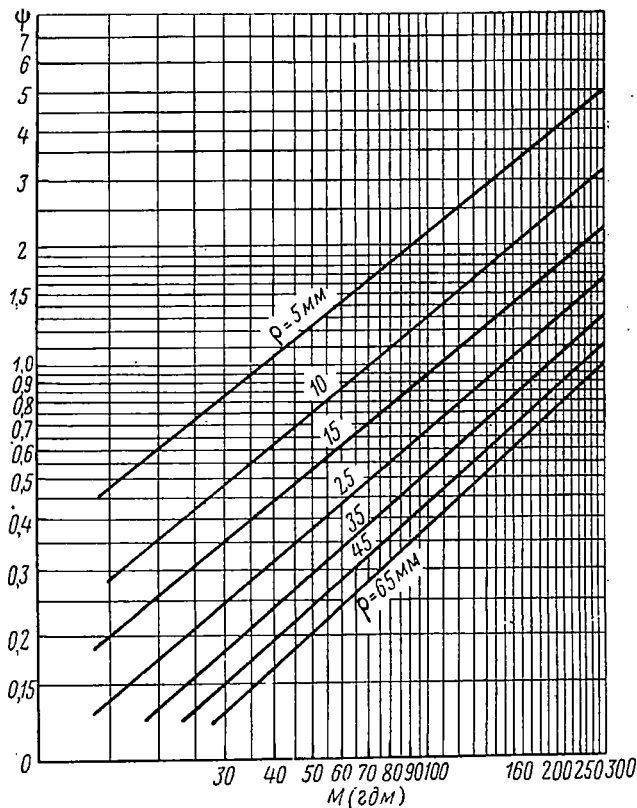
$$\frac{dx}{dt} = \frac{\Omega}{r} \rho.$$

логарифмируем его:

$$\ln \left(\frac{dx}{dt} \right) = \ln \Omega - \ln r + \ln \rho$$

и приравниваем производные от обеих его частей, заменяя при этом дифференциалы погрешностями:

$$\frac{\delta \left(\frac{dx}{dt} \right)}{\frac{dx}{dt}} = \frac{\delta \Omega}{\Omega} + \frac{\delta r}{r} + \frac{\delta \rho}{\rho}.$$

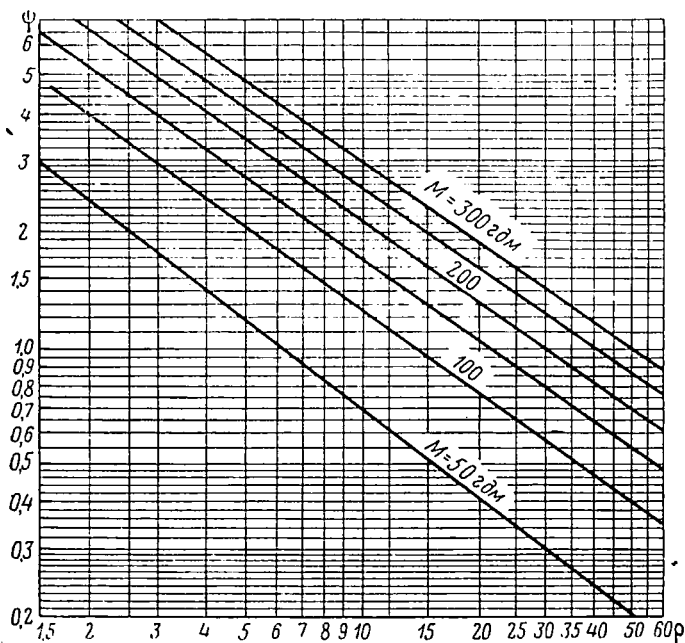


Фиг. 1.149. График величины проскальзывания фрикционной передачи.

У второго члена в правой части уравнения поставлен знак плюс ввиду возможности отрицательного значения δr , при котором ошибка результата достигает наибольшей величины.

Смысл отдельных членов правой части таков: $\frac{\delta \Omega}{\Omega}$ представляет относительную погрешность в угловой скорости диска (неравномерность его вращения);

$\delta r/r$ есть относительная погрешность изготовления диаметра съёмного валика (допуск 2-го класса точности); $\frac{\delta r}{r}$ представляет как бы ошибку в радиусе расположения обоймы с шариками; она происходит от проскальзывания в передаче трением.



Фиг. 1. 150. Графики величины проскальзывания фрикционной передачи.

На фиг. 1. 149 и 1. 150 приведены диаграммы коэффициента проскальзывания ψ как функции от передаваемого момента и радиуса r . На фиг. 1. 149 он служит параметром отдельных кривых изображаемого семейства; на фиг. 1. 150 роли переменных изменились — абсциссой стал радиус r , а параметром — передаваемый момент M . Сетка координат для обеих диаграмм логарифмическая.

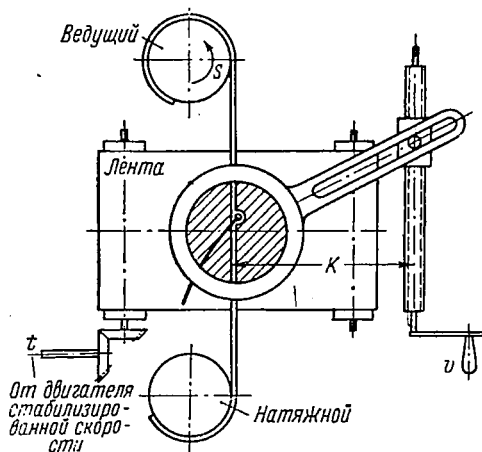
Графический тахометр

Кроме фрикционного тахометра, находят применение и другие типы этих приборов, основанные на иных принципах. Идея работы *графического* тахометра заключается в следующем. Механизм вычерчивает диаграмму пути по времени для исследуемого движения. К начерченной кривой на глаз проводят касательную. Тангенс угла, образуемого ею с осью времени, представляет собой искомую производную.

Схема механизма показана на фиг. 1. 151. Карандаш, отмечающий ординаты диаграммы (пути цели), прикреплен к стальной ленте, соединяющей два блочка — ведущий и натяжной. Первый блочек принимает значения пути, пройденного целью. Карандаш движется

только по вертикали, плотно же, на котором он чертит, движется равномерно от мотора стабилизированной скорости, например, в левую сторону; тогда ось времени будет направлена вправо. Карандаш расположен внутри прозрачной ленты, поэтому начерченная диаграмма видна. Впереди диаграммы помещена прозрачная пластинка из плексигласа или прозрачного целлулоида с нанесенными на ней параллельными штрихами.

Работа заключается в совмещении этих штрихов с воображаемой касательной к начерченной диаграмме. Пользуясь общим характером наблюдаемого участка кривой пути, мысленно представляют себе ее дальнейшее течение на некотором небольшом участке диаграммы, т. е. за некоторый промежуток времени *вперед*, и проводят касательную в крайней точке этого участка. Таким стремлением предвидеть будущее изменение скорости стараются уменьшить отставание, характерное для всякого тахометра. Для более надежного представления характера кривой необходимо ее наблюдение в течение не слишком малого промежутка времени (см. выше о постоянной времени T всякого тахометра).



Фиг. 1. 151. Графический тахометр.

Прозрачная пластинка имеет круглую форму и может поворачиваться вместе с рамкой на трех роликах под действием тангенсного механизма. Перемещение гайки с пальцем этого механизма равно длине K , умноженной на тангенс угла, образованного штрихами с горизонталью, так как направление штрихов параллельно оси кулисы тангенсного механизма. Угол поворота ручного маховичка ν пропорционален искомой скорости v и может быть передан в следующие механизмы. Угол подъема кулисы применяется не больше 45° .

Таким образом, размер K равен максимальному пути гайки тангенсного механизма и в масштабе прибора соответствует наибольшей измеряемой скорости. Поэтому

$$v = K \operatorname{tg} \alpha = v_{\max} \operatorname{tg} \alpha.$$

Величина ошибки в скорости как функция от погрешности $\delta\alpha = 2^\circ$ в установке штрихов равна

$$\delta v = \frac{v_{\max} \delta \alpha}{\cos^2 \alpha} = \frac{v_{\max} \delta \alpha}{1 : \left[1 + \left(\frac{v}{v_{\max}} \right)^2 \right]} = \frac{(v_{\max}^2 + v^2) \delta \alpha}{v_{\max}}$$

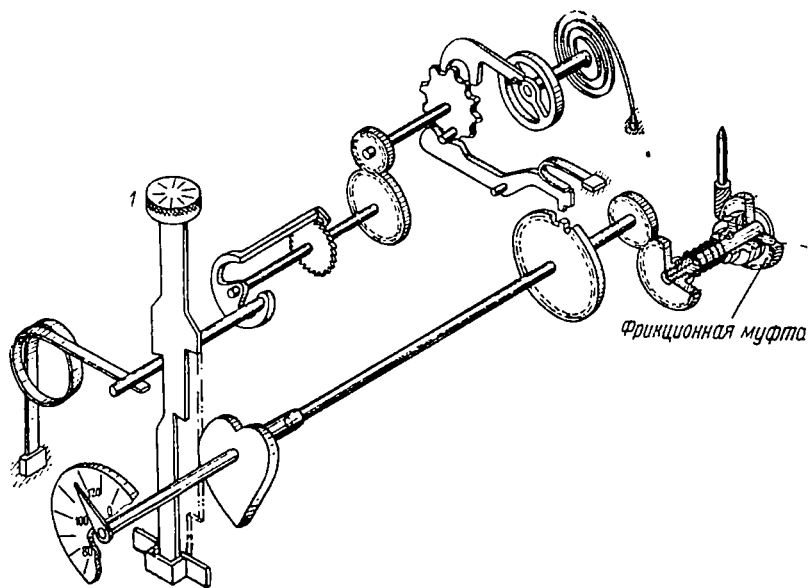
Наибольшая относительная погрешность механизма равна

$$\left(\frac{\delta v}{v}\right)_{\max} = 2\delta\alpha = 2\frac{2^\circ}{57,3^\circ} = 0,07 = 7\%.$$

Эта ошибка чересчур велика; поэтому применять графический тахометр можно лишь в качестве дублера в случае выхода из строя основного фрикционного тахометра. Для основной работы графический тахометр недостаточно точен.

Тахометр средней скорости

Для определения скорости применяется также тахометр *средней* скорости, в котором измеряется длина пути, пройденного за известный отрезок времени (фиг. 1. 152). Чтобы устранить ошибки наблюдателя в определении начала и конца времени наблюдения, при-



Фиг. 1. 152. Тахометр средней скорости.

меняется часовой механизм, отодвигающий собачку механизма тахометра на точно определенное время (например, 3 сек.). По истечении заданного времени собачка стопорит один из валиков передачи к стрелке, и непрерывно сообщаемое ведущему звену вращение погашается проскальзыванием во фрикционной муфте. Завод часового механизма на время работы, несколько превышающее измерительное время (вместо 3 сек. 6—7 сек.), осуществляется нажатием кнопки 1. При этом сердцевидный эксцентрик ставит стрелку прибора на нуль.

ЛИТЕРАТУРА

- Бруевич Н. Г. Точность механизмов. Техтеоретиздат, 1946.
- Доброгурский С. О. и Титов В. К. Счетно-решающие устройства. Оборонгиз, 1953.
- Забелин Н. А. Расчет счетно-решающих механизмов на точность. Оборонгиз, 1949.
- Левитский Н. И. Проектирование плоских механизмов с низшими парами. Изд. АН СССР, 1946.
- Литвинь Ф. Л. Некруглые зубчатые колеса. Машгиз, 1956.
- Новосельцев Я. В. и Лебедев А. Н. Счетно-решающие устройства. Машгиз, 1954.
- Пчельников Н. И. Приборы управления артиллерийским зенитным огнем. Воениздат, 1949.
- Санников К. А. Расчет усилий и моментов в счетно-решающих механизмах. Оборонгиз, 1948.
- Станиславский Б. И. Счетно-решающие устройства. Оборонгиз, 1948.
- Сборник трудов кафедры счетно-решающих приборов МВТУ, № 49. Оборонгиз, 1955.
-

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в области приборостроения широко применяются как электрические, так и электромеханические счетно-решающие устройства. К электрическим счетно-решающим устройствам относятся всякого рода пассивные четырехполюсники, решающие усилители и схемы усилителей в сочетании с пассивными контурами. В этих устройствах каждая из действительных величин, участвующих в схеме решения, вводится и соответствующим образом функционально воспроизводится в некотором масштабе электрически в виде токов или напряжений.

К электромеханическим счетно-решающим устройствам относятся потенциометры, вращающиеся трансформаторы и т. п., с помощью которых входные механические величины преобразуются в величины электрические (токи или напряжения), линейно или функционально зависящие от механических перемещений.

Упомянутые выше счетно-решающие устройства имеют ряд преимуществ перед механическими. Например, в приборах, связанных между собой синхронными передачами, обработка входных данных производится посредством следящих систем. При рациональном расщеплении в приборах электрических и электромеханических счетно-решающих устройств, связанных между собой проводниками, количество следящих систем может быть уменьшено, вследствие чего повышается точность работы приборов и снижается их стоимость. При выполнении счетно-решающих операций в электромеханических устройствах требуются значительно меньшие усилия и моменты, чем в механических. В связи с этим уменьшаются упругие деформации, которые часто являются причиной возникновения погрешностей в механических устройствах. Электрические и электромеханические счетно-решающие устройства позволяют иметь большее число счетно-решающих каскадов, чем механические. Например, посредством вращающихся трансформаторов и некоторых других устройств можно осуществить схему из четырех-шести последовательно работающих счетно-решающих устройств без включения промежуточных следящих систем. Совершенствование электрических и электромеханических счетно-решающих устройств по-

зволяет значительно уменьшить размеры и веса приборов. Разработанные в настоящее время многооборотные (спиральные) потенциометры имеют значительно меньшие размеры, чем каркасные, при той же, а иногда и повышенной точности.

Наряду с преимуществами электрических и электромеханических счетно-решающих устройств перед механическими в них имеются и недостатки. Например, точность счетно-решающих устройств зависит от изменения температуры окружающей среды. В некоторых случаях требуется стабилизация напряжения и частоты питания. Контакты электромеханических счетно-решающих устройств вносят элемент ненадежности при эксплуатации решающих приборов. Однако в большинстве случаев имеется возможность ослабить влияние указанных выше факторов, вследствие чего преимущества электрических устройств оказывают решающее значение при использовании их в счетно-решающих приборах.

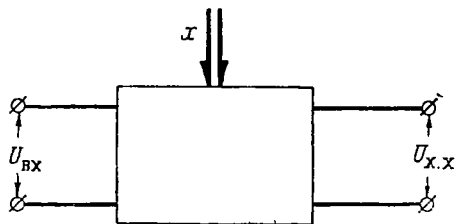
Глава I

ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

§ 1. Электромеханические счетно-решающие четырёхполюсники

Электромеханический счетно-решающий четырехполюсник (фиг. 2.1) представляет собой устройство, имеющее две входных клеммы, к которым прикладывается напряжение входа, две выходных клеммы, с которых снимается выходное напряжение, и механический элемент, служащий для ввода аргумента x (параметра). Электрические счетно-решающие устройства — потенциометры, вращающиеся трансформаторы — представляют частные случаи электромеханических четырехполюсников.

Зависимость выходного напряжения при холостом ходе от входного напряжения и аргумента x для электромеханического четырехполюсника можно представить в следующем виде:



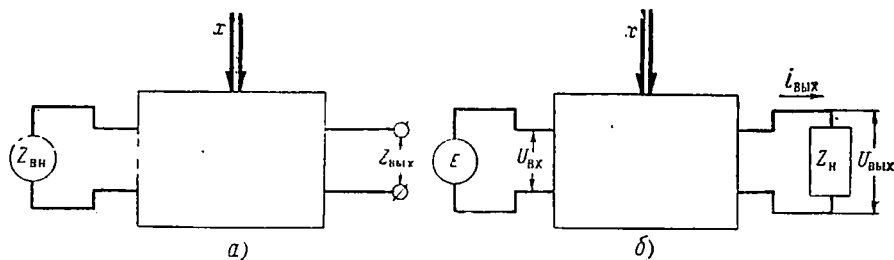
Фиг. 2.1. Схема электромеханического счетно-решающего четырехполюсника.

$$U_{x,x} = U_{вх} f(x). \quad (2.1)$$

Если к выходным клеммам электромеханического четырехполюсника подключить сопротивление нагрузки Z_H , то падение напряжения на этом сопротивлении не будет соответствовать напряжению четырехполюсника при холостом ходе.

Чтобы определить напряжение, приложенное к нагрузке четырехполюсника, воспользуемся теоремой Тевенина, согласно которой выходной ток, протекающий по сопротивлению нагрузки Z_H , определяется как отношение напряжения холостого хода к суммарному сопротивлению, равному сопротивлению нагрузки и выходному сопротивлению электромеханического четырехполюсника, т. е.

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{х.х}}}{Z_H + Z_{\text{ВЫХ}}},$$



Фиг. 2. 2. К теореме Тевенина.

где выходное сопротивление четырехполюсника измеряется со стороны выходных клемм (фиг. 2. 2, а), причем взамен отсутствующего источника питания включается его внутреннее сопротивление $Z_{\text{вн}}$. Схема четырехполюсника с источником питания и нагрузкой изображена на фиг. 2. 2, б.

Выходное напряжение, приложенное к сопротивлению нагрузки, определяется как

$$U_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВЫХ}} Z_H = \frac{U_{\text{х.х}}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_H}} \quad (2. 2)$$

или после подстановки выражения (2. 1) получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} f(x)}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_H}} = k_m U_{\text{ВХ}} f(x), \quad (2. 3)$$

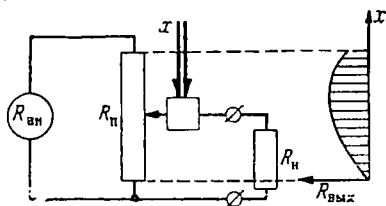
где $k_m = \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_H}}$ — масштабный коэффициент.

Полученное выражение (2. 3) показывает, что падение напряжения на нагрузке, подключенной к электромеханическому четырехполюснику, будет соответствовать функциональной зависимости

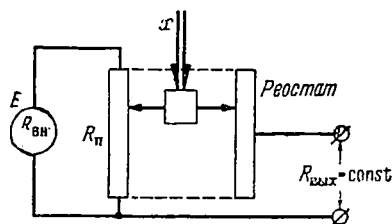
$U_{\text{вых}} = f(x)$ при одном непременном условии, что масштабный коэффициент k_m не зависит от параметра x . Это означает, что сопротивления Z_{H} и $Z_{\text{вых}}$ должны быть постоянными величинами.

Рассмотрим в качестве примера электромеханического четырехполюсника потенциометр (делитель напряжения), схема которого изображена на фиг. 2.3.

В связи с тем, что схема питается напряжением постоянного тока, произведем замену величин Z_{BH} , $Z_{\text{вых}}$ и Z_{H} соответственно R_{BH} , $R_{\text{вых}}$ и R_{H} . Выходное сопротивление потенциометра будет зависеть от того, в каком положении находится движок потенциометра. Справа от потенциометра изображен график, показывающий изме-



Фиг. 2.3. Схема потенциометра и график выходного сопротивления его.



Фиг. 2.4. Схема потенциометра с реостатом.

нение выходного сопротивления в зависимости от перемещения движка вдоль потенциометра при условии, что $R_{\text{BH}} < R_{\text{H}}$. Нетрудно видеть, что масштабный коэффициент, равный отношению $\frac{1}{1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{H}}}}$,

не будет постоянной величиной в силу того, что $R_{\text{вых}}$ зависит от положения движка на потенциометре, т. е. переменной x ; вследствие этого напряжение, приложенное к нагрузке, будет воспроизводиться с погрешностью. Однако если имеет место условие $R_{\text{H}} \gg R_{\text{вых}}$, то изменение $R_{\text{вых}}$ не окажет заметного влияния на изменение масштабного коэффициента четырехполюсника, и, следовательно, напряжение на нагрузке будет воспроизводиться с большей точностью. Если по каким-либо причинам нельзя взять R_{H} большим, а четырехполюсник должен воспроизводить задающую функцию достаточно точно, то выходное сопротивление четырехполюсника должно быть постоянным и не зависеть от аргумента x .

Покажем, каким образом можно получить в потенциометре постоянное выходное сопротивление. На фиг. 2.4 изображена схема потенциометра с реостатом, движки которых одновременно перемещаются по аргументу x . В этом случае изменение выходного сопротивления потенциометра компенсируется соответствующим изменением сопротивления функционального реостата, благодаря чему выходное сопротивление четырехполюсника с реостатом будет

неизменным, и погрешность в воспроизводимой функции будет отсутствовать.

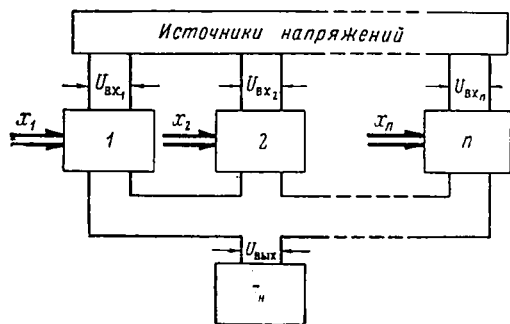
Если входное напряжение четырехполюсника представить в виде

$$U_{\text{вх}} = \frac{E}{Z_{\text{о.вх}} + Z_{\text{вн}}} Z_{\text{о.вх}},$$

где $Z_{\text{о.вх}}$ — входное сопротивление четырехполюсника при холостом ходе (см. фиг. 2.1), то выходное напряжение четырехполюсника будет равно

$$U_{\text{вых}} = E \frac{Z_{\text{о.вх}}}{Z_{\text{о.вх}} + Z_{\text{вн}}} \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}} f(x). \quad (2.4)$$

Из выражения (2.4) следует, что четырехполюсник, подключенный к нагрузке, будет воспроизводить заданную функцию, если соблюдается постоянство не только сопротивлений $Z_{\text{н}}$ и $Z_{\text{вых}}$, но и входного сопротивления четырехполюсника при холостом ходе, а также внутреннего сопротивления источника э.д.с. — E .



Фиг. 2.5. Схема суммирования напряжений.

Рассмотрим два случая работы четырехполюсников в каскадных схемах: 1) когда суммируются их выходные напряжения и 2) когда суммируются их токи. При последовательном соединении выходных клемм четырехполюсников (фиг. 2.5) суммируются их напряжения, при параллельном соединении выходных клемм четырехполюсников (фиг. 2.6) суммируются токи; однако в обоих случаях результат будет сниматься в виде падения напряжения на сопротивлении нагрузки. Чтобы выяснить условия, которым должны удовлетворять четырехполюсники в схеме сложения напряжений, рассмотрим принцип суперпозиции, применяющийся к линейным элементам, т. е. к элементам, сопротивления которых не зависят от тока. Согласно этому принципу рассмотрим действие сначала первого четырехполюсника, выходное напряжение которого приложено к цепи, состоящей из сопротивления нагрузки и выходных сопротивлений всех остальных четырехполюсников схемы (обесточенных). Выходное напряжение первого четырехполюсника, приложенное к суммарному сопротивлению, будет равно

$$U_{\text{вых1}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{вых1}} + Z_{\text{вых2}} + \dots + Z_{\text{выхn}}}{Z_{\text{н}}}} U_{\text{вх1}} f_1(x_1).$$

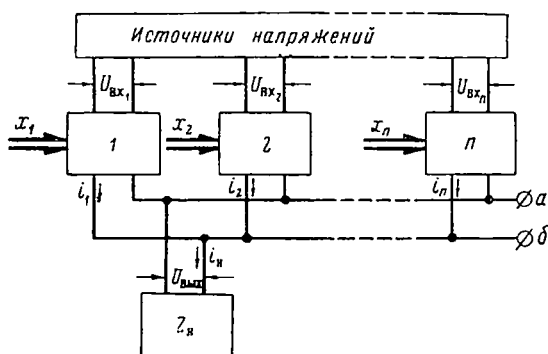
Точно так же рассматриваем действие второго четырехполюсника, а затем всех последующих элементов схемы. Результирующее выходное напряжение, приложенное к нагрузке, будет равно сумме выходных напряжений действующих четырехполюсников, т. е.

$$U_{\text{вых}} = k_1 U_{\text{вх}1} f_1(x_1) + k_1 U_{\text{вх}2} f_2(x_2) + \dots + k_1 U_{\text{вх}n} f_n(x_n), \quad (2.5)$$

где

$$k_1 = \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{вх}1} + Z_{\text{вх}2} + \dots + Z_{\text{вх}n}}{Z_{\text{н}}}}$$

Следовательно, в схеме сложения напряжений четырехполюсники, работающие на постоянную нагрузку, будут работать без по-



Фиг. 2. 6. Схема суммирования токов.

грешности только при условии постоянства выходных сопротивлений всех счетно-решающих четырехполюсников. Если в качестве нагрузки подключить схему, состоящую из нескольких четырехполюсников, то неизменным условием точности является постоянство входного сопротивления питаемой схемы. Рассмотрим работу четырехполюсников при их параллельном соединении, как это изображено на фиг. 2. 6. К общим проводам *a* и *б* подключены четырехполюсники и нагрузка $Z_{\text{н}}$. Как следует из предыдущего, при холостой работе четырехполюсника с его выходных клемм снимается напряжение холостого хода:

$$U_{x.x} = U_{\text{вх}} f(x).$$

Пользуясь законами Кирхгофа, составим следующие уравнения токов и напряжений для схемы с параллельным соединением четырехполюсников:

$$i_{\text{н}} = i_1 + i_2 + \dots + i_n;$$

$$i_{\text{н}} Z_{\text{н}} = U_{x.x1} - i_1 Z_{\text{вх}1};$$

$$i_n Z_n = U_{x,x2} - i_2 Z_{\text{вых}2};$$

$$\dots$$

$$i_n Z_n = U_{x,xn} - i_n Z_{\text{вых}n},$$

откуда

$$i_n = \frac{U_{x,x1} - i_n Z_n}{Z_{\text{вых}1}} + \frac{U_{x,x2} - i_n Z_n}{Z_{\text{вых}2}} + \dots + \frac{U_{x,xn} - i_n Z_n}{Z_{\text{вых}n}} =$$

$$= \sum_{j=1}^n \frac{U_{x,xj} - i_n Z_n}{Z_{\text{вых}j}},$$

где $j = 1 \div n$.

После преобразования полученного выражения будем иметь

$$i_n Z_n \left(\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{\text{вых}1}} + \dots + \frac{1}{Z_{\text{вых}n}} \right) = \frac{U_{x,x1}}{Z_{\text{вых}1}} + \dots + \frac{U_{x,xn}}{Z_{\text{вых}n}}.$$

Так как напряжение, питающее нагрузку, равно $U_{\text{вых}} = i_n Z_n$, то

$$U_{\text{вых}} = Z_0 \left[\frac{U_{\text{вх}1} f_1(x_1)}{Z_{\text{вых}1}} + \frac{U_{\text{вх}2} f_2(x_2)}{Z_{\text{вых}2}} + \dots + \frac{U_{\text{вх}n} f_n(x_n)}{Z_{\text{вых}n}} \right], \quad (2.6)$$

где

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{\text{вых}1}} + \frac{1}{Z_{\text{вых}2}} + \dots + \frac{1}{Z_{\text{вых}n}}.$$

Полученная зависимость (2.6) показывает, что схема параллельного соединения счетно-решающих четырехполюсников, работающая на постоянную нагрузку, будет работать точно только в том случае, если выходные сопротивления всех четырехполюсников схемы имеют постоянные значения. Масштабным коэффициентом всей суммы, заключенной в квадратные скобки, является множитель Z_0 , масштабными коэффициентами членов суммы — множители, равные обратным величинам выходных сопротивлений четырехполюсников. В связи с указанным замечанием напряжение, питающее нагрузку, будет равно

$$U_{\text{вых}} = k_0 [k_1 U_{\text{вх}1} f_1(x_1) + k_2 U_{\text{вх}2} f_2(x_2) + \dots + k_n U_{\text{вх}n} f_n(x_n)].$$

§ 2. Решающие усилители

Решающий усилитель с отрицательной обратной связью находит широкое применение в счетно-решающих приборах, так как посредством его можно осуществить следующие операции:

- 1) алгебраическое сложение математических функций, заданных в виде напряжений или токов;
- 2) умножение функций на постоянный множитель;
- 3) дифференцирование и интегрирование функций, заданных в виде напряжений;

- 4) гальваническую развязку электрических цепей в целях устранения их взаимного влияния;
- 5) изменение знака функции на обратный;
- 6) усиление мощности.

Для выполнения этих операций усилитель должен иметь постоянный коэффициент усиления, который может быть получен при введении отрицательной обратной связи.

Обратная связь может осуществляться либо путем подачи части напряжения с выхода усилителя на его вход последовательно с усиливаемым напряжением — усилитель с последовательной обратной связью, либо путем подачи напряжения с выхода усилителя на вход его параллельно с усиливаемым напряжением — усилитель с параллельной обратной связью.

Усилитель с последовательной обратной связью целесообразно применять при малом внутреннем сопротивлении источников сигнала, а усилитель с параллельной обратной связью — при большом сопротивлении их.

Введение отрицательной обратной связи значительно уменьшает коэффициент усиления усилителя, при этом повышается стабильность усиления и уменьшается дрейф нуля. В обычном усилителе коэффициент усиления колеблется в довольно широких пределах вследствие нелинейности характеристик электронных ламп, изменения напряжения источника питания и прочих факторов, вследствие чего такой усилитель не может быть использован в счетно-решающих схемах как решающий усилитель.

На фиг. 2.7 в упрощенном виде изображена блок-схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. На вход усилителя подается напряжение U_1 , с выхода усилителя снимается усиленное напряжение U_2 . С делителя напряжения, состоящего из сопротивлений R_1 и R_2 , снимается часть выходного напряжения, равная U_0 , в качестве напряжения обратной связи. Это напряжение равно

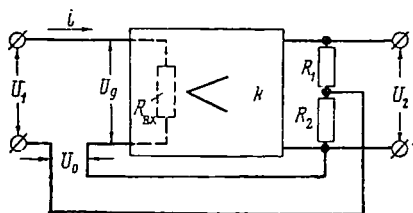
$$U_0 = \beta U_2, \quad (2.7)$$

где β — коэффициент обратной связи, равный $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Так как напряжение U_0 включено навстречу с входным напряжением U_1 , то на сетку первого каскада усилителя будет подано напряжение U_g , равное

$$U_g = U_1 - U_0. \quad (2.8)$$

После подстановки в выражение (2.8) выражения (2.7) получим

$$U_g = U_1 - \beta U_2$$



Фиг. 2.7. Блок-схема усилителя с отрицательной обратной последовательной связью по напряжению.

или

$$\frac{U_g}{U_2} = \frac{U_1}{U_2} - \beta. \quad (2.9)$$

Введем следующие обозначения:

k — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, равный $k = \frac{U_2}{U_g}$;

k_0 — коэффициент усиления усилителя с обратной связью, равный $k_0 = \frac{U_2}{U_1}$.

Произведя замену отношений в выражении (2.9) через k и k_0 , будем иметь $\frac{1}{k} = \frac{1}{k_0} - \beta$, откуда

$$k_0 = \frac{k}{1 + \beta k}. \quad (2.10)$$

Полученное выражение показывает, что коэффициент усиления усилителя с обратной связью значительно меньше, чем коэффициент усиления без обратной связи. Этот коэффициент будет еще меньше, если будет иметь место глубокая обратная связь, когда большая часть выходного напряжения подается на вход усилителя. Если все выходное напряжение подается на вход усилителя, то при достаточно большом коэффициенте k коэффициент усиления усилителя с обратной связью становится равным $k_0 \approx 1$. Это означает, что на выходе усилителя точно будет копироваться входное напряжение с обратным знаком, вследствие чего такой усилитель называют «копирующим». Действительно, при $\beta = 1$ получим формулу

$$k_0 = \frac{1}{\frac{1}{k} + 1},$$

которая показывает, что при достаточно большом значении коэффициента k нестабильность коэффициента k_0 может быть сведена к весьма малой величине. Например, если k колеблется в пределах от 10 000 до 12 000, то коэффициент k_0 будет изменяться в пределах только тысячных долей процента.

Рассмотрим влияние последовательной обратной связи на входное сопротивление усилителя. Входное сопротивление усилителя без обратной связи $R_{вх}$ определим как

$$R_{вх} = \frac{U_1 - U_0}{i}.$$

Сопротивление усилителя с обратной связью будет равно

$$R_{вх.0} = \frac{U_1}{i}. \quad (2.11)$$

Так как

$$U_0 = \beta U_2 = \beta U_g k = \beta i R_{\text{вх}} k,$$

то получим

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_1 - \beta i R_{\text{вх}} k}{i},$$

откуда находим

$$i = \frac{U_1}{R_{\text{вх}} + \beta R_{\text{вх}} k}. \quad (2.12)$$

Если полученное значение тока подставить в выражение (2.11), то будем иметь

$$R_{\text{вх}0} = R_{\text{вх}} (1 + k\beta). \quad (2.13)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя с обратной связью в $(1 + k\beta)$ больше входного сопротивления того же усилителя без обратной связи, вследствие чего усилитель, подключенный к схеме, будет представлять собой весьма малую нагрузку.

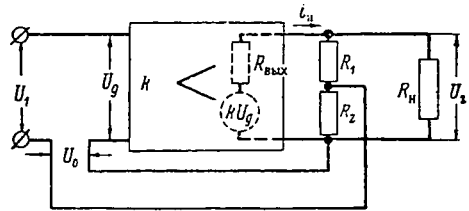
Рассмотрим влияние последовательной обратной связи также и на выходное сопротивление усилителя. В связи с этим воспользуемся блок-схемой усилителя (фиг. 2.8), где условно показано, что источником выходной э. д. с., равной kU_g , является генератор с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$. В целях упрощения вывода входное сопротивление делителя напряжения R_1 и R_2 учитывать не будем. Предположим, что вследствие подключения к усилителю с обратной связью сопротивления нагрузки R_H выходное напряжение изменится на ΔU_2 , а ток в цепи нагрузки — на Δi_H ; тогда выходное сопротивление усилителя можно найти по формуле

$$R_{\text{вых}0} = \frac{\Delta U_2}{\Delta i_H}. \quad (2.14)$$

Если выходное напряжение усилителя изменится на ΔU_2 , то напряжение обратной связи, приложенное ко входу усилителя, должно измениться на $\beta \Delta U_2$, вследствие чего выходное напряжение изменится на величину $k\beta \Delta U_2$.

Таким образом, изменение тока в цепи нагрузки можно определить как

$$\Delta i_H = \frac{\Delta U_2 + k\beta \Delta U_2}{R_{\text{вых}}}. \quad (2.15)$$



Фиг. 2.8. Блок-схема усилителя к определению выходного сопротивления усилителя.

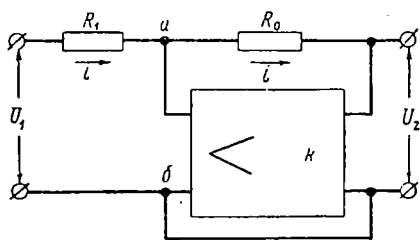
В результате совместного решения выражений (2.14) и (2.15) получим

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + k\beta}. \quad (2.16)$$

Эта формула является приближенной, так как не учтено сопротивление делителя напряжения. Таким образом, последовательная обратная связь уменьшает выходное сопротивление усилителя с обратной связью в $(1 + k\beta)$ раз, благодаря чему стабилизируется величина выходного напряжения и, в частности, уменьшается его изменение при варьировании сопротивления нагрузки.

Однако в практике счетно-решающих устройств большое применение нашли усилители с параллельной обратной связью в силу того, что усилители с последовательной обратной связью обладают относительно более высоким выходным сопротивлением, и, кроме того, осуществление схем с параллельной обратной связью несколько проще, чем с последовательной связью.

На фиг. 2.9 приведена блок-схема усилителя с параллельной обратной связью. Входное напряжение U_1 через сопротивление R_1



Фиг. 2.9. Блок-схема усилителя с параллельной обратной связью.

прикладывается на вход усилителя к клеммам а и б. К этим же клеммам прикладывается выходное напряжение U_2 через сопротивление обратной связи R_0 . Так как цепь сетки входного каскада усилителя имеет весьма большое сопротивление, то, пренебрегая сеточным током, получим цепь, состоящую из сопротивлений R_1 и R_0 , в которой течет ток, равный

$$i = \frac{U_1 - U_2}{R_1 + R_0}.$$

Напряжение, приложенное к сетке первого каскада, будет равно

$$U_g = U_1 - iR_1$$

или

$$U_g = U_1 - \frac{U_1 - U_2}{R_1 + R_0} R_1.$$

Подставляя в полученное уравнение соотношения

$$\frac{U_2}{U_g} = k \quad \text{и} \quad \frac{U_2}{U_1} = k_0,$$

будем иметь

$$k_0 = \frac{kR_0}{R_0 + R_1(1 - k)}. \quad (2.17)$$

Так как знак выходного напряжения усилителя с отрицательной обратной связью противоположен знаку входного напряжения, то коэффициент k должен быть отрицательным:

$$k_0 = -k \frac{R_0}{R_0 + R_1(1+k)} = -\frac{R_0}{\frac{R_1 + R_0}{k} + R_1}.$$

Ввиду того, что коэффициент усиления $k \gg 1$, с достаточной степенью точности получим

$$k_0 = -\frac{R_0}{R_1}. \quad (2.18)$$

Очевидно, входное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью можно определить по формуле

$$R'_{\text{вх}} = \frac{U_1}{i}.$$

Если подставить в это уравнение полученное выше соотношение для i , а отношение $\frac{U_2}{U_1}$ заменить через k_0 , то

$$R'_{\text{вх}} = \frac{R_1 + R_0}{1 + k_0}.$$

Учтя соотношения (2.17), окончательно получим результат в виде

$$R_{\text{вх}} = R_1 + \frac{R_0}{1+k}. \quad (2.19)$$

В качестве примера определим $R_{\text{вх}}$ при следующих параметрах усилителя с параллельной обратной связью: $R_1 = 50$ ком, $R_0 = 1$ мгом, $k = 50\,000$. После подстановки данных в (2.19) получим $R_{\text{вх}} = 50$ ком.

Аналогично можно показать, что выходное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью будет равно

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_i}{k} \left(1 + \frac{R_0}{R_i} \right), \quad (2.20)$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы выходного каскада.

Для получения представления о величине выходного сопротивления в формулу (2.20) подставим данные рассмотренного выше примера и, взяв $R_i = 22$ ком, получим

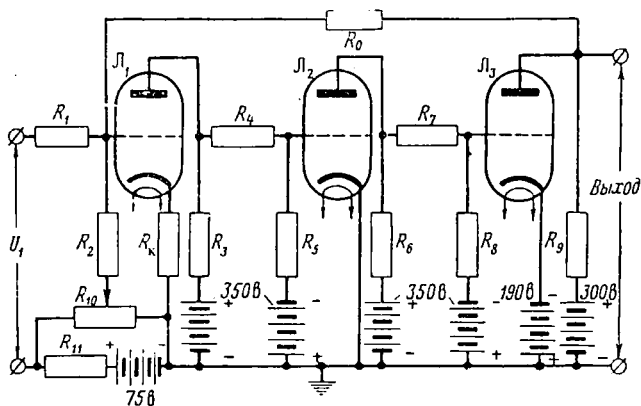
$$R_{\text{вых}} = 9,2 \text{ ом}.$$

Полученный результат показывает, что при достаточно большом значении коэффициента усиления по прямой цепи выходное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью может быть весьма малым, порядка нескольких ом.

Рассмотрим одну из схем усилителя с параллельной обратной связью (фиг. 2.10), на вход которого поступает положительное напряжение U_1 относительно земли. Это напряжение U_1 через входное сопротивление R_1 прикладывается к сетке первой лампы усилителя. В результате увеличения потенциала сетки возрастает анодный ток лампы L_1 , а следовательно, увеличится падение напряжения на

сопротивлению R_3 . Последнее обстоятельство приведет к тому, что ток, проходящий через сопротивления R_4 и R_5 , уменьшится. Так как потенциал сетки второй лампы усилителя определяется отрицательным напряжением — 350 в и падением напряжения на сопротивлении R_5 , положительным относительно земли, то вследствие увеличения анодного тока лампы Λ_1 уменьшится потенциал сетки второй лампы, а следовательно, уменьшится и анодный ток лампы Λ_2 .

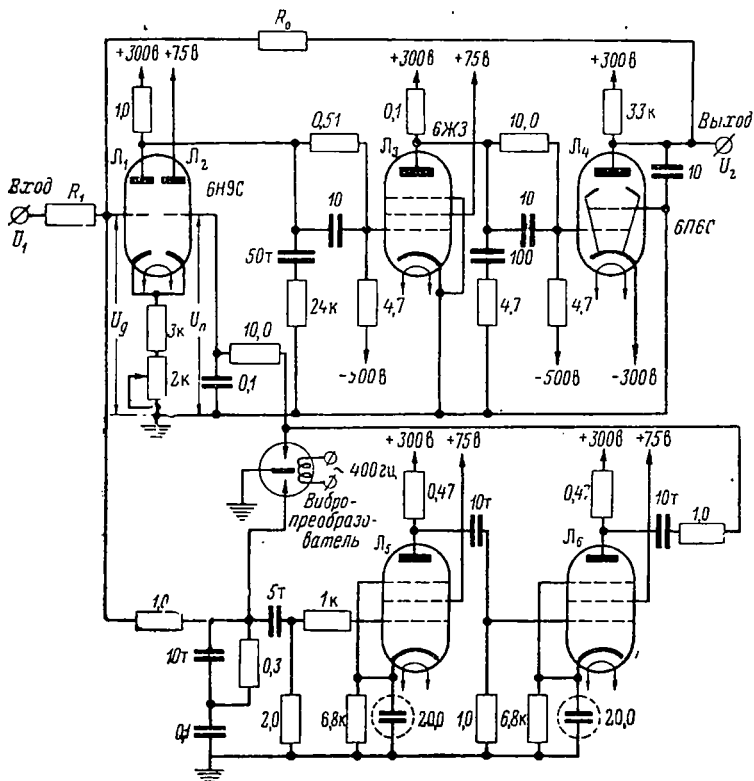
Таким образом, увеличение анодного тока лампы Λ_1 связано с уменьшением анодного тока лампы Λ_2 . Естественно, что уменьшение анодного тока лампы Λ_2 вызовет увеличение тока, текущего по со-



Фиг. 2. 10. Схема решающего усилителя с параллельной обратной связью.

противлениям R_7 и R_8 . С уменьшением падения напряжения на сопротивлении R_6 , положительном относительно земли, потенциал сетки лампы Λ_3 возрастет, что приведет к увеличению анодного тока лампы Λ_3 . При отсутствии входного сигнала падение напряжения на сопротивлении R_9 от прохождения по нему анодного тока лампы Λ_3 будет равно 300 в, вследствие чего напряжение на выходе усилителя будет также равно нулю. Если же анодный ток лампы Λ_3 увеличится благодаря приложению ко входу усилителя положительного сигнала, то соответственно увеличится падение напряжения на сопротивлении R_9 . Так как выходное напряжение усилителя равно разности 300 в — $i_{a3}R_9$ (где i_{a3} — анодный ток лампы Λ_3), то с увеличением тока i_{a3} эта разность будет увеличиваться и будет иметь отрицательное значение, т. е. потенциал верхней выходной клеммы усилителя будет ниже земли, а потенциал верхней входной клеммы усилителя — выше земли. Получение на аноде лампы Λ_3 напряжения, отрицательного относительно земли, осуществляется благодаря присоединению к катоду этой лампы источника напряжения — 190 в. Если на вход усилителя подать отрицательное напряжение, то с выхода усилителя снимается положительное напряжение, так как падение напряжения на сопротивлении R_9 будет меньше 300 в. Та-

ким образом, знак выходного напряжения всегда противоположен знаку входного. Через сопротивление R_0 осуществляется параллельная обратная связь по напряжению, т. е. выходное напряжение подается обратно на вход усилителя в противофазе входному. Величина выходного напряжения усилителя зависит от соотношений входного сопротивления R_1 и сопротивления обратной связи R_0 .



Фиг. 2. 11. Схема решающего усилителя с отрицательной обратной связью и с автоматической компенсацией дрейфа нуля.

На фиг. 2. 11 приведена вторая схема решающего усилителя с отрицательной обратной связью и с автоматической компенсацией дрейфа нуля. Эта компенсация необходима в связи с тем, что изменения напряжений источников анодного питания, накала, характеристик электронных ламп и др. факторов являются причиной появления выходного напряжения при нулевом входном напряжении. Усилитель состоит из следующих основных частей: трехкаскадного усилителя постоянного тока (лампы L_1 , L_2 , L_3 и L_4), двухкаскадного усилителя переменного тока (лампы L_5 и L_6) и вибропреобразователя.

Входное напряжение U_g постоянного тока прикладывается ко входу усилителя постоянного тока и к вибропреобразователю, в цепь которого включено сопротивление 1 мгом . Вибропреобразователь преобразует напряжение постоянного тока в напряжение переменного тока, которое затем усиливается усилителем переменного тока. Это усиленное напряжение переменного тока посредством вибропреобразователя снова преобразуется в напряжение U_n постоянного тока, прикладываемое к сетке триода L_2 катодного повторителя. Так как напряжение U_n значительно больше напряжения U_g , приложенного к триоду L_1 , то последующие каскады усилителя постоянного тока будут усиливать напряжение, приблизительно равное U_n . Таким образом, рассматриваемая схема усилителя состоит как бы из двух последовательно соединенных усилителей с коэффициентом усиления, равным произведению коэффициентов усиления усилителей постоянного и переменного токов.

При достаточно больших коэффициентах усиления усилителей постоянного и переменного токов выходное напряжение U_2 будет равно

$$U_2 = -U_1 \frac{R_0}{R_1},$$

причем величина этого напряжения не зависит от смещения «нуля» первого каскада усилителя, благодаря чему повышаются стабильность и точность усилителя с компенсацией дрейфа нуля.

§ 3. Методы суммирования электрических величин

В электрических счетно-решающих устройствах применяются два метода суммирования электрических величин:

- 1) метод суммирования напряжений;
- 2) метод суммирования токов.

Метод суммирования напряжений. Принципиальная схема суммирования напряжений изображена на фиг. 2. 12. Сопротивление R_n и источники напряжений e_1 и e_2 , имеющие внутренние сопротивления r_1 и r_2 , включаются последовательно.

Уравнение напряжений для замкнутой электрической цепи имеет вид

$$e_1 + e_2 - i(r_1 + r_2 + R_n) = 0,$$

откуда

$$i = \frac{e_1 + e_2}{r_1 + r_2 + R_n}.$$

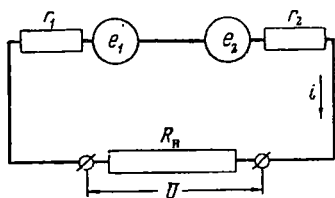
Падение напряжения в сопротивлении R_n будет равно

$$U = iR_n = \frac{R_n}{r_1 + r_2 + R_n} (e_1 + e_2).$$

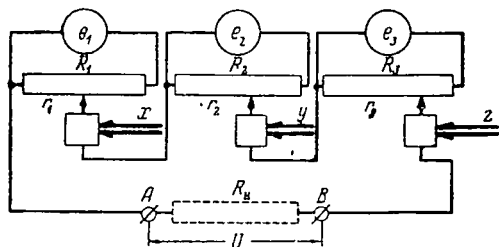
Если обозначить отношение $\frac{R_n}{r_1 + r_2 + R_n}$ через k_m , то

$$U = k_m (e_1 + e_2), \quad (2.21)$$

где k_m — масштабный коэффициент. Полученная формула показывает, что точность суммирования напряжений зависит от постоянства масштабного коэффициента, в связи с чем внутренние сопротивления источников тока и сопротивления нагрузки R_n должны быть постоянными. На фиг. 2.13 изображена схема суммирования напряжений, величины которых зависят от положения движков на сопротивлениях R_1 , R_2 и R_3 . В цепи каждого сопротивления имеется самостоятельный источник напряжения, внутренними сопротивлениями



Фиг. 2.12. Схема суммирования напряжений.



Фиг. 2.13. Схема суммирования напряжений.

которых пренебрегаем. Сопротивления r_1 , r_2 и r_3 соединяются последовательно, в связи с чем суммарное напряжение на выходных клеммах A и B (с выключенным сопротивлением R_n) будет равно

$$U = \frac{e_1}{R_1} r_1 + \frac{e_2}{R_2} r_2 + \frac{e_3}{R_3} r_3.$$

Если последовательно к сопротивлениям r_1 , r_2 и r_3 подключить сопротивление нагрузки R_n (на фиг. 2.13 оно изображено пунктиром), то напряжение на этом сопротивлении будет иметь погрешность. Эта погрешность в напряжении будет тем меньше, чем больше сопротивление R_n превышает сопротивления R_1 , R_2 и R_3 , вместе взятые. В лучшем случае должно быть выполнено условие $R_n \gg R_1$, $R_n \gg R_2$ и $R_n \gg R_3$. Если при этом условии предположить, что

$$e_1 = e_2 = e_3 = e,$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R,$$

$$r_1 = k_1 x,$$

$$r_2 = k_1 y,$$

$$r_3 = k_1 z,$$

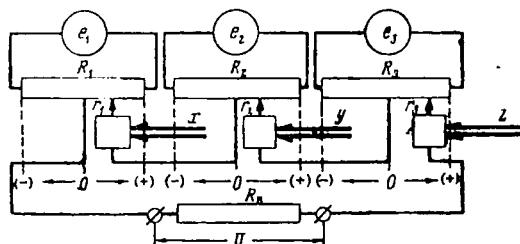
то

$$U = k'_m (x + y + z), \quad (2.22)$$

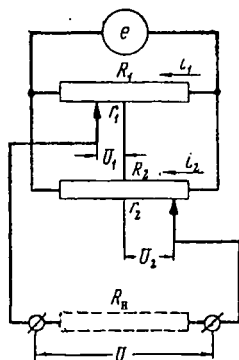
где x , y и z — перемещения движков, а $k'_m = \frac{e}{R} k_1$ — масштабный коэффициент.

Полученное выражение (2.22) показывает, что в этом случае точность суммирования напряжений также зависит от постоянства масштабного коэффициента. Схема для суммирования знакопеременных напряжений изображена на фиг. 2.14. В этой схеме знаки слагаемых напряжений зависят от положения движков относительно средних (нулевых) точек сопротивлений R_1 , R_2 и R_3 .

Рассмотренные схемы суммирования напряжений показывают, что числу слагаемых напряжений соответствует такое же число источников тока. Однако можно осуществить схему для суммирования напряжений, в которой для каждой пары слагаемых необходимо иметь только один источник пита-



Фиг. 2.14. Схема суммирования знакопеременных напряжений.



Фиг. 2.15. Схема суммирования напряжений с одним источником питания.

ния. На фиг. 2.15 изображена схема с одним источником напряжения e , к которому параллельно подключаются два сопротивления R_1 и R_2 . Средние точки этих сопротивлений, имеющие одинаковые потенциалы, соединяются проводником. Посредством движков с сопротивлений r_1 и r_2 снимаются напряжения, равные

$$U_1 = i_1 r_1 = \frac{e}{R_1} r_1$$

и

$$U_2 = i_2 r_2 = \frac{e}{R_2} r_2.$$

Эта схема позволяет суммировать знакопеременные величины, так как движки могут находиться по обе стороны от средних точек. Результирующее напряжение на выходных клеммах будет равно

$$U = U_1 + U_2 = \frac{e}{R_1} r_1 + \frac{e}{R_2} r_2. \quad (2.23)$$

Если $R_1 = R_2 = R$, $r_1 = k_1 x$, $r_2 = k_1 y$ и $k_1 \frac{e}{R} = k'_m$ — масштабный коэффициент, то

$$U = k'_m (x + y). \quad (2.24)$$

Чтобы суммирование напряжений производилось точно, масштабный коэффициент k'_m должен быть постоянным, следовательно, источник тока должен иметь постоянное напряжение, а также постоянными должны быть сопротивления R_1 и R_2 . Если суммарное напряжение будет сниматься с сопротивления нагрузки R_n (на схеме это сопротивление изображено пунктиром), то суммирование напряжений будет производиться с погрешностью. Эта погрешность будет малой, если выполняются условия $R_n \gg R_1$ и $R_n \gg R_2$. Если сопротивление нагрузки R_n не может быть выбрано значительно больше сопротивлений R_1 и R_2 , то приходится прибегать к составлению компенсационной схемы или включать между выходными клеммами и сопротивлением нагрузки развязывающий усилитель, в качестве которого может быть использован решающий усилитель с обратной связью.

Метод суммирования токов. Принципиальная схема суммирования токов изображена на фиг. 2. 16. Источники слагаемых напряжений e_1 и e_2 с их внутренними сопротивлениями r_1 и r_2 включаются параллельно. Для ограничения токов в ветвях дополнительно включаются сопротивления R_1 и R_2 . Выходное напряжение снимается с сопротивления R_0 . По законам Кирхгофа составим систему уравнений токов и напряжений:

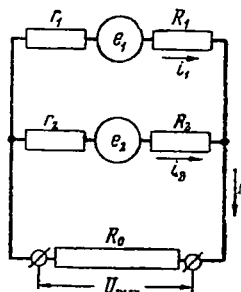
$$\begin{aligned} i_0 &= i_1 + i_2; \\ i_0 R_0 &= e_1 - i_1 (r_1 + R_1); \\ i_0 R_0 &= e_2 - i_2 (r_2 + R_2). \end{aligned}$$

Если из последних двух уравнений напряжений найдем токи

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{e_1 - i_0 R_0}{r_1 + R_1}; \\ i_2 &= \frac{e_2 - i_0 R_0}{r_2 + R_2}, \end{aligned}$$

то после подстановки их в уравнение токов будем иметь

$$i_0 = \frac{e_1 - i_0 R_0}{r_1 + R_1} + \frac{e_2 - i_0 R_0}{r_2 + R_2}$$



Фиг. 2. 16. Схема суммирования токов.

или

$$i_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{r_1 + R_1} + \frac{R_0}{r_2 + R_2}} \left(\frac{e_1}{r_1 + R_1} + \frac{e_2}{r_2 + R_2} \right). \quad (2.25)$$

Очевидно, выходное напряжение будет равно

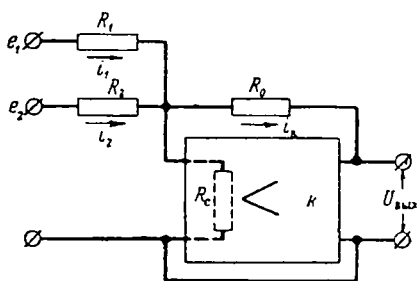
$$U_{\text{вых}} = i_0 R_0.$$

Если в полученное уравнение подставить выражение (2.25), то

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{r_1 + R_1} + \frac{R_0}{r_2 + R_2}} \left(\frac{e_1}{r_1 + R_1} + \frac{e_2}{r_2 + R_2} \right).$$

Пренебрегая внутренними сопротивлениями r_1 и r_2 ввиду их малости и предположив, что $R_1 = R_2 = R$, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{\frac{R}{R_0} + 2} (e_1 + e_2) = k_m (e_1 + e_2), \quad (2.26)$$



Фиг. 2.17. Суммирование токов в схеме с усилителем с параллельной обратной связью.

$$\text{где } k_m = \frac{1}{\frac{R}{R_0} + 2}.$$

В случае n слагаемых

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{\frac{R}{R_0} + n} \sum_{i=1}^n e_i. \quad (2.27)$$

Полученное выражение показывает, что масштабный коэффициент зависит от числа слагаемых, а именно, чем больше число слагаемых, тем меньше величина масштабного коэффициента. Если нагрузка R_0 будет переменной величиной, то масштабный коэффициент также будет иметь переменную величину. Однако если выполнить условие $R_0 \gg R$, то изменение R_0 будет оказывать весьма слабое влияние на стабильность масштабного коэффициента.

Более точное суммирование токов можно получить в схеме фиг. 2.17, содержащей усилитель с параллельной обратной связью. Посредством таких схем можно не только суммировать величины, но и умножить величину на постоянный коэффициент. В схеме, представленной на фиг. 2.17, подлежат суммированию два напряжения e_1 и e_2 . Параллельная обратная связь осуществляется через сопротивление обратной связи R_0 .

Пренебрегая сеточным током ввиду малости, будем иметь

$$i_k = i_1 + i_2.$$

На основе закона Кирхгофа составим систему уравнений напряжений:

$$e_1 = R_1 i_1 + R_0 i_k + U_{\text{вых}};$$

$$e_2 = R_2 i_2 + R_0 i_k + U_{\text{вых}}$$

и

$$-U_{\text{вых}} = k U_g = k (R_0 i_k + U_{\text{вых}}),$$

откуда

$$i_1 = \frac{e_1 - U_{\text{вых}} - R_0 i_k}{R_1};$$

$$i_2 = \frac{e_2 - U_{\text{вых}} - R_0 i_k}{R_2};$$

$$i_k = -\frac{1+k}{R_0 k} U_{\text{вых}}.$$

Подставляя полученные значения i_1 , i_2 и i_k в уравнение токов, будем иметь

$$-\frac{1+k}{R_0 k} U_{\text{вых}} = \frac{e_1 - U_{\text{вых}} - R_0 i_k}{R_1} + \frac{e_2 - U_{\text{вых}} - R_0 i_k}{R_2},$$

откуда

$$-\frac{1+k}{k} U_{\text{вых}} = R_0 \left[\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} - (U_{\text{вых}} + R_0 i_k) \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right].$$

Заменив выражение в скобке $(U_{\text{вых}} + R_0 i_k)$ отношением $\left(-\frac{U_{\text{вых}}}{k}\right)$, получим

$$-\frac{1+k}{k} U_{\text{вых}} = R_0 \left[\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{U_{\text{вых}}}{k} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right]. \quad (2.28)$$

Так как $k \gg 1$, то с достаточной степенью точности можно принять:

$$\frac{1+k}{k} = \frac{1}{k} + 1 \approx 1;$$

$$\frac{U_{\text{вых}}}{k} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \approx 0;$$

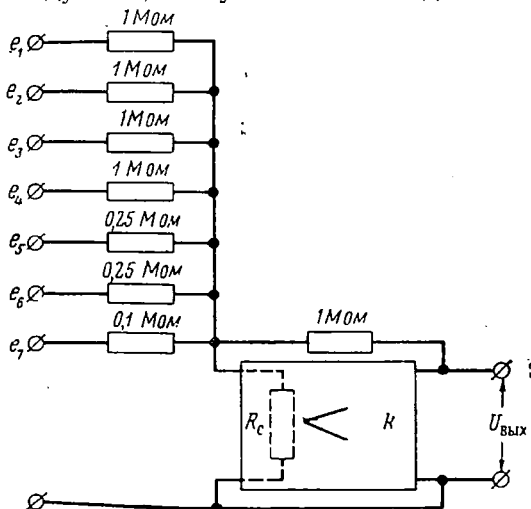
тогда уравнение (2.28) получит вид

$$U_{\text{вых}} = -R_0 \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \right) = - \left(\frac{R_0}{R_1} e_1 + \frac{R_0}{R_2} e_2 \right).$$

Для n суммируемых напряжений будем иметь

$$U_{\text{вых}} = - \sum_{i=1}^n \frac{R_0}{R_i} e_i. \quad (2.29)$$

На основании полученного результата можно сделать вывод, что усилитель с высокой точностью производит суммирование входных напряжений, причем изменение нагрузки усилителя не вносит погрешности в результат суммирования, так как усилитель ведет себя как источник с незначительным внутренним сопротивлением. Ввиду того, что усилитель обладает большим входным сопротивлением, он представляет собой весьма малую нагрузку для входных цепей с напряжением e_i . Изменяя сопротивления R_1, R_2 и т. д. относительно R_0 , можно получить необходимые коэффициенты суммируемых напряжений.



Фиг. 2. 18. Блок-схема суммирующего усилителя.

В качестве примера приведем блок-схему суммирующего усилителя, изображенную на фиг. 2. 18, со следующими значениями сопротивлений:

$R_0 = 1 \text{ Мом};$
 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ Мом};$
 $R_5 = R_6 = 0,25 \text{ Мом};$
 $R_7 = 0,1 \text{ Мом}.$

Уравнение (2. 29) в этом случае получает вид

$$U_{\text{вых}} = -[e_1 + e_2 + e_3 + e_4 + 4e_5 + 4e_6 + 10e_7].$$

Глава II

ПОТЕНЦИОМЕТРЫ

Потенциометр (делитель напряжения) служит для линейного или функционального преобразования механического перемещения движка в электрическое напряжение. Это преобразование дает возможность осуществить различные счетно-решающие операции.

По конструктивному исполнению потенциометры подразделяются на два основных типа: потенциометры с непрерывной намоткой, у которых характерной особенностью является перемещение движка непосредственно по виткам проволоки, намотанной на каркас, и ламельные потенциометры с перемещающимися движками по ламелям, к которым припаяны катушки с сопротивлениями. Вследствие

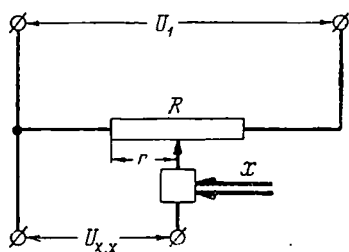
конструктивной сложности и больших габаритов ламельные потенциометры практически мало применяют в счетно-решающей технике.

В этой главе рассматриваются как теоретические основы потенциометров с непрерывной намоткой, так и некоторые их конструкции.

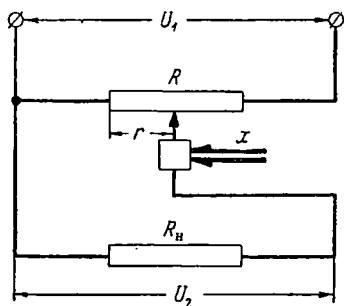
Из ламельных потенциометров рассматривается только конструкция одного декадного потенциометра, так как расчет катушек с сопротивлением ламельного потенциометра не представляет особой трудности.

§ 4. Погрешности потенциометров от нагрузки

Потенциометр (делитель напряжения) с непрерывной намоткой из высокоомной проволоки представляет собой активное сопротивление, к входным клеммам которого прикладывается напряжение U_1 (фиг. 2. 19). Выходное напряжение потенциометра, снимаемое с вы-



Фиг. 2. 19. Схема потенциометра без нагрузки.



Фиг. 2. 20. Схема потенциометра с нагрузкой.

ходных клемм, зависит от положения движка, перемещающегося вдоль сопротивления. Если потенциометр не нагружен, т. е. к его выходным клеммам не подключено сопротивление нагрузки, то напряжение холостого хода будет равно

$$U_{x,x} = ir = \frac{U_1}{R} r = k_n U_1, \quad (2.30)$$

где $k_n = \frac{r}{R}$.

При включенной нагрузке (фиг. 2. 20) падение напряжения на сопротивлении R_n не будет равно $U_{x,x}$, так как включение нагрузки параллельно сопротивлению r уменьшает сопротивление этого участка, вследствие чего происходит перераспределение напряжений в цепях с параллельно соединенными сопротивлениями и на участке с сопротивлением $R-r$.

Напряжение U_2 , приложенное к сопротивлению R_n , нетрудно определить, если воспользоваться уравнением выходного напряжения (2.2) для электромеханического четырехполюсника

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{x,x}}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_n}}.$$

Заменяя в этом уравнении $U_{\text{вых}}$ на U_2 , $Z_{\text{вых}}$ на $R_{\text{вых}}$, Z_n на R_n и имея в виду выражение (2.30), получим

$$U_2 = \frac{k_n U_1}{1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R_n}}.$$

Выходное сопротивление потенциометра с учетом внутреннего сопротивления $R_{\text{вн}}$ источника тока будет равно

$$R_{\text{вых}} = \frac{r(R-r + R_{\text{вн}})}{R + R_{\text{вн}}}.$$

Если сопротивление $R_{\text{вн}}$ мало, то, пренебрегая его величиной, получим

$$R_{\text{вых}} = \frac{r(R-r)}{R}.$$

После подстановки полученного значения $R_{\text{вых}}$ в выражение для U_2 будем иметь

$$U_2 = U_1 \frac{k_n}{1 + \frac{r(R-r)}{RR_n}}. \quad (2.31)$$

Так как $k_n = \frac{r}{R}$, то, обозначив отношение сопротивления потенциометра к сопротивлению нагрузки через α , т. е. $\frac{R}{R_n} = \alpha$, окончательно получим

$$U_2 = U_1 \frac{k_n}{1 + \alpha k_r (1 - k_n)}. \quad (2.32)$$

На фиг. 2.21 графически изображены законы изменений напряжений $U_{x,x}$ и U_2 в зависимости от k_n . При холостой работе потенциометра напряжение $U_{x,x}$ изменяется по закону прямой линии. В случае нагруженного потенциометра напряжение на нагрузке R_n изменяется по закону, изображенному на графике кривой линией, причем чем меньше α , т. е. чем больше сопротивление нагрузки по отношению к сопротивлению потенциометра, тем ближе кривая располагается к прямой, характеризующей работу потенциометра при холостом ходе. Таким образом, при одном и том же значении k_n разность напряжений при холостом ходе и нагруженном потенцио-

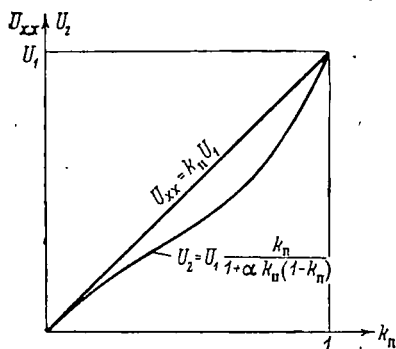
метре будет характеризовать погрешность потенциометра, вносимую нагрузкой:

$$\Delta U = U_{x,x} - U_2 = U_1 \left[k_n - \frac{k_n}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)} \right]. \quad (2.33)$$

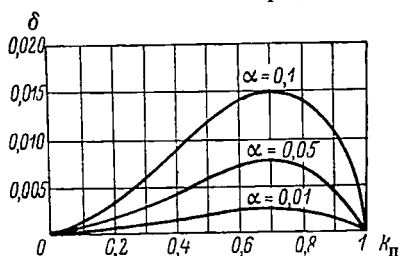
Относительная погрешность будет равна

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_1} = k_n - \frac{k_n}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)} = \frac{\alpha k_n^2 (1 - k_n)}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)}. \quad (2.34)$$

Графики относительных ошибок потенциометров от нагрузки для различных значений α изображены на фиг. 2.22. Кривые ошибок показывают, что чем меньше α , тем меньше величина относительной погрешности потенциометра, вызван-



Фиг. 2.21. Графики выходных напряжений потенциометра с нагрузкой и без нагрузки.



Фиг. 2.22. Графики относительных ошибок потенциометра от нагрузки.

ная нагрузкой потенциометра. При расчете потенциометрических схем рекомендуется брать отношение $\alpha = \frac{R}{R_n}$ в пределах 0,1—0,01. Таким образом, сопротивление нагрузки должно превышать сопротивление потенциометра в 10—100 раз.

Значение k_n , при котором погрешность потенциометра от нагрузки достигает максимального значения, определяется из условия равенства производной $\frac{d\delta}{dk_n}$ нулю:

$$\frac{d\delta}{dk_n} = 1 - \frac{[1 + \alpha k_n (1 - k_n)] - k_n (\alpha - 2\alpha k_n)}{[1 + \alpha k_n (1 - k_n)]^2} = 0.$$

После некоторых упрощений получим

$$k_n^3 - 2k_n^2 + \frac{\alpha - 3}{\alpha} k_n + \frac{2}{\alpha} = 0.$$

Если пренебречь членами k_n^3 и $2k_n^2$, так как $k_n < 1$, то максимальная ошибка потенциометра от нагрузки будет иметь место при

$$k_n \approx \frac{2}{3 - \alpha} \approx \frac{2}{3}. \quad (2.35)$$

Пренебрегая в знаменателе выражения (2.34) членом $\alpha k_n(1-k_n)$, ввиду того, что $\alpha < 1$ и $k_n < 1$, получим

$$\delta = \alpha k_n^2 (1 - k).$$

В силу того, что $k_n = 2/3$, максимальная относительная ошибка будет

$$\delta_{\max} = 0,15\alpha = 0,15 \frac{R}{R_n}. \quad (2.36)$$

В качестве примера рассмотрим потенциометрическую схему (фиг. 2.23), в которой потенциометр Π_1 имеет сопротивление 1000 ом. Требуется определить сопротивление потенциометра Π_2 и сопротивление нагрузки R_n , если максимальные относительные погрешности потенциометров Π_1 и Π_2 от нагрузки не должны превышать 0,1%. По формуле (2.36) определим сопротивление потенциометра Π_2 и сопротивление нагрузки:

$$R_2 = 0,15 \frac{R_1}{\delta} = 0,15 \frac{1000}{0,001} = 150\,000 \text{ ом}^*;$$

$$R_n = 0,15 \frac{150\,000}{0,001} = 22\,500\,000 \text{ ом}.$$

Отношения сопротивлений в рассматриваемой схеме будут равны:

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_n} = \frac{1}{150}.$$

Фиг. 2.23. Каскадная потенциометрическая схема.

Если предположить, что полученное сопротивление нагрузки изготовлено из высокоомной проволоки, то его размеры будут весьма большими. Естественно, что при большем количестве потенциометров в схеме их сопротивления, а следовательно, и размеры возрастут еще больше, при этом точность их может оказаться ниже расчетной, так как величины сопротивлений изоляционных материалов и высокоомных потенциометров могут быть соизмеримыми, благодаря чему появятся токи утечки, снижающие точность работы потенциометров.

Существует ряд способов, которые дают возможность составить потенциометрическую схему с достаточной для практики точностью, причем сопротивления потенциометров будут иметь такие величины, которые не приведут к значительному увеличению их размеров. Ниже рассматриваются эти способы, причем первый из них дает возможность полностью устранить погрешность потенциометра от нагрузки путем распределения сопротивления вдоль потенциометра по соответствующему закону, который компенсирует указанные выше ошибки.

* При определении R_2 током, отвечающим в сопротивлении R_n , пренебрегли, так как $R_n \gg R_2$.

Этот способ называется корректировкой сопротивления потенциометра.

Решая уравнение (2.31) относительно r и заменив k_n отношением r/R , получим квадратное уравнение вида

$$r^2 + \left(\frac{U_1}{U_2} R_n - R \right) r - RR_n = 0,$$

решением которого является

$$r = \frac{1}{2} \left(R - \frac{U_1}{U_2} R_n \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(R - \frac{U_1}{U_2} R_n \right)^2 + RR_n}. \quad (2.37)$$

Заметим, что при $\alpha < 1$ корень здесь надо брать с плюсом, так как сопротивление r является всегда положительной величиной. Если закон изменения напряжения U_2 в зависимости от изменения аргумента x задан, то по формуле (2.37) можно определить закон распределения сопротивления потенциометра, при котором компенсируется его погрешность от нагрузки. Этот закон осуществляется соответствующей профилировкой каркаса. Для линейного потенциометра, в котором выходное напряжение пропорционально перемещению движка, отношение напряжений U_1/U_2 можно заменить отношением длин $\frac{L}{l}$, т. е. $U_1/U_2 = \frac{L}{l}$, где L — длина каркаса всего потенциометра, l — длина участка каркаса, к которому подключена нагрузка R_n . Тогда получим

$$r = \frac{1}{2} \left(R - \frac{L}{l} R_n \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(R - \frac{L}{l} R_n \right)^2 + RR_n}. \quad (2.38)$$

Полученное выражение показывает, что в скорректированном линейном потенциометре сопротивление распределяется не по линейному закону, а по более сложному. При этом следует иметь в виду, что сопротивление нагрузки скорректированного потенциометра должно быть постоянным, а следовательно, должен быть постоянным и коэффициент α .

Рассмотрим второй способ, позволяющий уменьшить погрешность потенциометра от нагрузки путем уменьшения масштаба напряжения и предела работы потенциометра.

На фиг. 2.24 изображены графики выходных напряжений потенциометров, работающих на нагрузку и холостую. Прямая 1, имеющая уравнение $U_{xx} = k_n U_1$, характеризует работу потенциометра при холостом ходе.

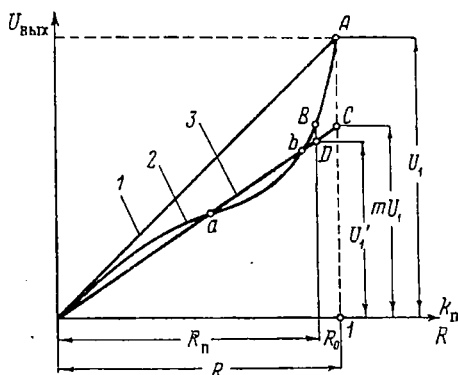
Кривая 2 характеризует работу нагруженного потенциометра. Ее уравнение

$$U_2 = \frac{k_n}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)} U_1.$$

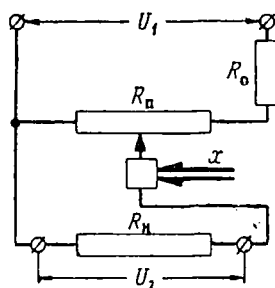
Таким образом, ординаты графика, заключенные между прямой 1 и кривой 2, характеризуют погрешность нагруженного потенциометра. Эти погрешности можно уменьшить, если из начала координат

нат провести прямую 3 так, чтобы на участке R_n максимальные отклонения кривой 2 от проведенной прямой 3 были приблизительно равными. Если условно принять, что эта прямая должна характеризовать закон изменения выходного напряжения, то погрешности потенциометра будут значительно меньше, так как уменьшились соответствующие ординаты. В связи с этим при расчете электрического масштаба потенциометра следует предположить, что к нему приложено напряжение не U_1 , а mU_1 , где m называется коэффициентом уменьшения масштаба напряжения; величина m всегда меньше единицы. Очевидно, уравнение прямой 3 будет иметь вид

$$U'_2 = k_n m U_1.$$



Фиг. 2. 24. Графики выходных напряжений потенциометра.



Фиг. 2. 25. Схема потенциометра с дополнительным и нерабочим сопротивлением.

Абсолютные погрешности, равные ординатам, заключенным между действительным законом изменения напряжения (кривая 2) и условно принятым законом (прямая 3), будут равны:

$$\Delta = m k_n U_1 - \frac{k_n}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)} U_1.$$

На участке R_n эти погрешности будут малы, причем в точках пересечения O , a и b они отсутствуют. На участке потенциометра R_0 ошибки будут большими, и при $k_n = 1$ максимальная ошибка достигает значения, равного ординате AC .

Однако эти максимальные ошибки можно исключить, если движок будет перемещаться только в пределах участка R_n . Часть потенциометра, равная сопротивлению R_0 , будет нерабочей и осуществляется она в виде дополнительного сопротивления (фиг. 2. 25). При этом расчет электрических масштабов потенциометра следует вести из условия, что к нему приложено напряжение U'_1 , определяемое из соотношений

$$\frac{U'_1}{m U_1} = \frac{R_n}{R},$$

откуда

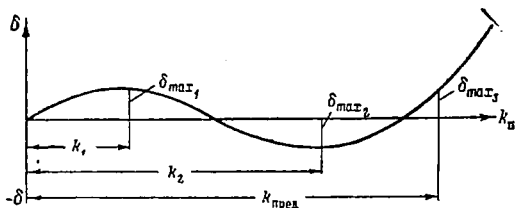
$$U'_1 = m \frac{R_n}{R} U_1 = mnU_1, \quad (2.39)$$

где $n = \frac{R_n}{R} = \frac{R_n}{R_n + R_0}$ — коэффициент уменьшения предела работы потенциометра;
 mn — общий коэффициент уменьшения масштаба напряжения.

Относительная погрешность потенциометра будет равна

$$\delta = \frac{mk_n U_1 - \frac{k_n U_1}{1 + \alpha k_n (1 - k_n)}}{mnU_1} = \frac{1}{n} \left[k_n - \frac{k_n}{k_n m \alpha (1 - k_n) + m} \right]. \quad (2.40)$$

Величины максимальных значений относительных погрешностей будут зависеть от коэффициента уменьшения масштаба напряжения m . Очевидно, можно найти оптимальное значение коэффициента m , при котором для значений k_1 и k_2 относительные погрешности будут равны (фиг. 2.26), т. е.



$$\delta_{\max 1} = \delta_{\max 2}.$$

Величину этого оптимального значения коэффициента m можно определить, если продифференцировать выражение (2.40) и результат дифференцирования приравнять нулю, т. е.

$$\frac{d\delta}{dk_n} = \frac{1}{n} \left\{ 1 - \frac{[1 + \alpha k_n (1 - k_n) - k_n (\alpha - 2\alpha k_n)]}{m [1 + \alpha k_n (1 - k_n)]^2} \right\} = 0.$$

В результате несложных преобразований полученного уравнения будем иметь

$$k_n^4 \alpha^2 - 2k_n^3 \alpha^2 + k_n^2 \alpha^2 - 2k_n^2 \alpha + 2k_n \alpha = \frac{\alpha k_n^2}{m} + \frac{1}{m} - 1. \quad (2.41)$$

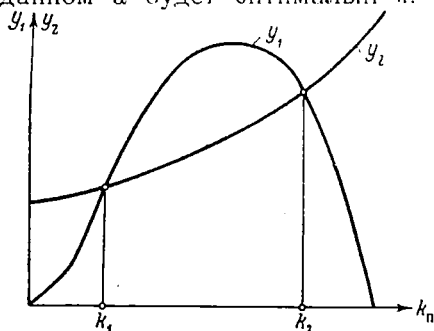
Это уравнение целесообразно решать графическим путем, для чего надлежит правую и левую части уравнения представить в виде функций:

$$y_1 = k_n^4 \alpha^2 - 2k_n^3 \alpha^2 + k_n^2 \alpha^2 - 2k_n^2 \alpha + 2k_n \alpha;$$

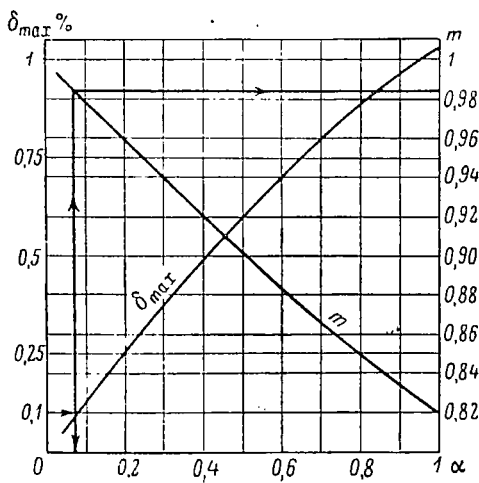
$$y_2 = \frac{\alpha k_n^2}{m} + \frac{1}{m} - 1.$$

Теперь для произвольно выбранных значений α и m построим графики функций y_1 и y_2 (см. фиг. 2.27). Абсциссы k_1 и k_2 точек

пересечения кривых y_1 и y_2 представляют собой значения корней уравнения (2.41). После подстановки их в уравнение (2.40) получим максимальные погрешности, которые могут быть неравными, так как мы произвольно задались значением коэффициента m . Поэтому, задавшись еще рядом значений m при одном и том же α , будем иметь ту же самую кривую y_1 и различные кривые y_2 , соответствующие различным значениям m . Из полученного графика выберем такую пару корней, которая после их подстановки в формулу (2.40) определит равные по величине максимальные относительные погрешности. Это значение m при заданном α будет оптимальным.



Фиг. 2.27. К вопросу графического решения уравнения.



Фиг. 2.28. График для определения оптимальных значений коэффициентов α и m .

Проделав такие же вычисления для других значений α , построим графики зависимостей:

$$\delta_{\max} = f(\alpha),$$

$$m = F(\alpha),$$

которые позволяют по заданной максимальной относительной погрешности потенциометра от нагрузки легко найти оптимальное значение α и оптимальный коэффициент уменьшения масштаба напряжений m . Эти графики изображены на фиг. 2.28. Предельное значение коэффициента $k_{\text{пред}}$ легко найти графическим путем, построив графики ошибок, величины которых можно вычислить по формуле (2.40), задавшись определенными значениями α и m . Нетрудно обнаружить, что для любого закона изменения относительных ошибок, изображенного на фиг. 2.29, можно найти такое значение $k_{\text{пред}}$, при котором максимальная ошибка $\delta_{\max 3}$ будет равна максимальным ошибкам $\delta_{\max 1}$ и $\delta_{\max 2}$ (пунктирные линии графика указывают на это совпадение). Характерно, что для различных значений коэффициентов α и оптимальных значений коэффициентов m указанное

выше равенство максимальных относительных ошибок имеет место при одном и том же значении $k_{\text{пред}}$, равном 0,73. Так как $k_{\text{пред}}$ указывает на ограничение предела работы потенциометра, то можно написать, что

$$k_{\text{пред}} = n = \frac{R_{\text{п}}}{R} = \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{п}} + R_0} = 0,73.$$

Это дает основание получить ряд формул для расчета, необходимых параметров нагруженного потенциометра, т. е.

$$R_{\text{п}} = 0,73R; \quad (2.42)$$

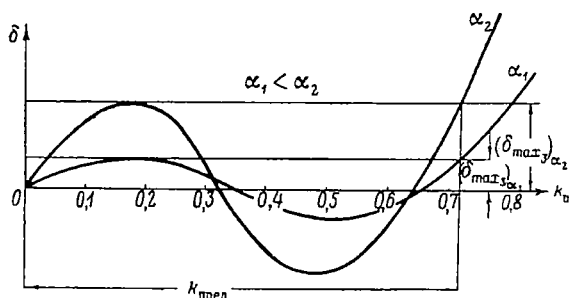
$$R_0 = R - R_{\text{п}} = R - 0,73R = 0,27R \quad (2.43)$$

или

$$R_0 = R - R_{\text{п}} = \frac{R_{\text{п}}}{0,73} - R_{\text{п}} = 0,37R_{\text{п}} \quad (2.44)$$

и

$$R_{\text{н}} = \frac{R}{\alpha} = \frac{R_{\text{п}}}{0,73\alpha}. \quad (2.45)$$



Фиг. 2.29. График для определения коэффициента $k_{\text{пред}}$.

Максимальная величина напряжения, необходимая для расчета электрического масштаба потенциометра, определяется по формуле

$$U'_1 = mnU_1;$$

так как $n = 0,73$, то

$$U'_1 = 0,73mU_1. \quad (2.46)$$

В качестве иллюстрации использования полученных формул решим следующий пример. Определить величину дополнительного сопротивления, сопротивление нагрузки и общий коэффициент уменьшения масштаба напряжения потенциометра, максимальная погрешность которого не должна превышать 0,1% при сопротивлении потенциометра, равном 1000 ом.

Для определения R_0 воспользуемся выражением (2.43):

$$R_0 = 0,27 \cdot 1000 = 270 \text{ ом.}$$

Сопротивление рабочей части потенциометра будет

$$R_{\text{п}} = R - R_0 = 1000 - 270 = 730 \text{ ом.}$$

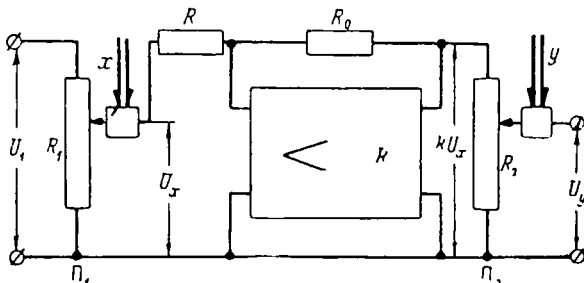
Из графика фиг. 2. 28 для $\delta = 0,1\%$ посредством вспомогательных линий со стрелками находим $\alpha = 0,08$ и $m = 0,982$. Сопротивление нагрузки определим по формуле (2. 45)

$$R_{н} = \frac{730}{0,73 \cdot 0,08} = 12\,500 \text{ ом.}$$

Общий коэффициент уменьшения масштаба напряжения будет равен

$$0,73m = 0,73 \cdot 0,982 = 0,717.$$

Следовательно, определять масштаб напряжения потенциометра следует из того расчета, что с него снимается напряжение, равное $0,717 U_1$, где U_1 — напряжение, приложенное к потенциометру. В действительности с потенциометра будет сниматься несколько большее напряжение, чем расчетное, так как из графика фиг. 2. 24 видно, что при абсциссе, равной $R_{н}$, ордината точки *B* выше,



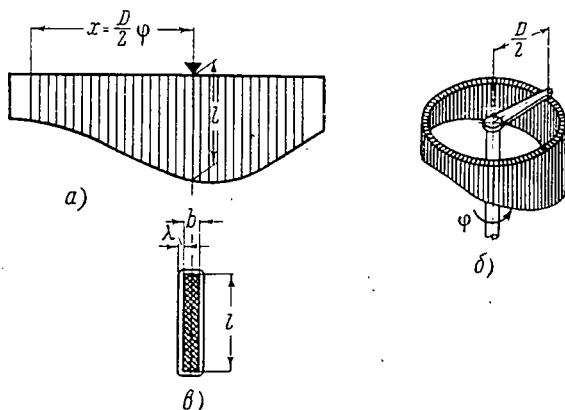
Фиг. 2. 30. Потенциометрическая схема с развязывающим усилителем.

чем ордината точки *D*, лежащей на прямой *З*, принятой условно в качестве закона изменения выходного напряжения. Сравнивая этот пример с предыдущим, видим, что при введении коэффициента уменьшения масштаба выходного напряжения сопротивление нагрузки потенциометра уменьшилось более чем в 10 раз, т. е. в этом примере $R_{н} = 12\,500$ ом, а в предыдущем примере нагрузкой потенциометра в 1000 ом был потенциометр с сопротивлением 150 000 ом.

Благоприятные условия работы потенциометра создаются при включении развязывающего усилителя между потенциометром Π_1 и его нагрузкой Π_2 (фиг. 2. 30). В качестве развязывающего усилителя обычно используется решающий усилитель с отрицательной обратной связью, который обладает свойством стабильности коэффициента усиления, вследствие чего усилитель точно воспроизводит напряжение, приложенное к его входу. В виду того, что входное сопротивление такого усилителя весьма велико и значительно превышает сопротивление потенциометра, включенного на вход усилителя, коэффициент α оказывается очень малой величиной, вследствие чего потенциометр Π_1 практически не будет иметь погрешности от нагрузки. Если счетно-решающая схема имеет несколько последовательно включенных потенциометров, то включение развязывающих усилителей между потенциометрами значительно повышает точность работы схемы. Однако хотя потенциометрические схемы с развязывающими усилителями имеют высокие точности, но при этом значительно усложняются решающие схемы и повышаются стоимости их изготовления.

§ 5. Расчет каркасов функциональных потенциометров

Рассмотрим расчет функционального потенциометра с плоским профильным каркасом. Закон изменения сопротивления функционального потенциометра должен соответствовать заданной функциональной зависимости. Это соответствие определяется формой выреза каркаса, т. е. профилем. На каркас из изолирующего материала



Фиг. 2.31. Каркас потенциометра с непрерывной намоткой.

ла виток к витку наматывают тонкую высокоомную проволоку с эмалевой изоляцией (фиг. 2.31, а). Вдоль прямолинейного среза каркаса витки проволоки зачищают от изоляции. Для придания потенциометру удобной конструктивной формы каркас с непрерывной намоткой изгибают в цилиндр (фиг. 2.31, б). Скользящий контакт перемещается поворотом вала, ось вращения которого совпадает с осью изогнутого каркаса. Движок со скользящим контактом (щеткой) прилегает непосредственно к части витков со снятой изоляцией. Путь, проходимый скользящим контактом от начала намотки потенциометра, будет равен

$$x = \frac{D}{2} \varphi,$$

где D — средний расчетный диаметр каркаса, а φ — угол поворота вала с движком.

При перемещении скользящего контакта на расстояние Δx сопротивление потенциометра изменится на величину Δr . Для малых значений Δx можно написать

$$\Delta r = \frac{dr}{dx} \Delta x$$

или при перемещении движка на один виток приращение сопротивления будет равно

$$\Delta r = \frac{dr}{dx} \lambda,$$

где λ — диаметр обмоточного провода с эмалевой изоляцией.

Разделив полученное значение Δr на удельное сопротивление проволоки ρ_1 (сопротивление провода диаметром λ и длиной 1 мм), получим длину одного витка:

$$L = \frac{\lambda}{\rho_1} \frac{dr}{dx}.$$

Та же длина витка может быть выражена через геометрические размеры каркаса (фиг. 2.31, в):

$$L = 2(l + b + 2\lambda),$$

где l — высота каркаса, а b — толщина каркаса.

Приравняв полученные двумя методами длины витков, получим

$$\frac{\lambda}{\rho_1} \frac{dr}{dx} = 2(l + b + 2\lambda),$$

откуда

$$l = \frac{\lambda}{2\rho_1} \frac{dr}{dx} - (b + 2\lambda). \quad (2.47)$$

Если для кольцевого каркаса dx заменить $\frac{D}{2} d\varphi$, то выражение (2.47) примет вид

$$l = \frac{1}{D} \frac{\lambda}{\rho_1} \frac{dr}{d\varphi} - (b + 2\lambda). \quad (2.48)$$

Так как решаемая функция задается в виде

$$y = f(\psi)$$

и непосредственно из нее получить производную $\frac{dr}{d\varphi}$ нельзя, то целесообразно $\frac{dr}{d\varphi}$ представить в следующем виде:

$$\frac{dr}{d\varphi} = \frac{dr}{dy} \frac{dy}{d\psi} \frac{d\psi}{d\varphi}.$$

Производную $\frac{dr}{dy}$ можно определить из уравнения $r = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} y$, откуда

$$\frac{dr}{dy} = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}}.$$

Производную $\frac{dy}{d\psi}$ можно определить непосредственно из уравнения заданной функции, и, наконец, $\frac{d\psi}{d\varphi}$ в большинстве случаев является величиной постоянной, т. е.

$$\frac{d\psi}{d\varphi} = \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} = \text{const.}$$

Таким образом, $\frac{dr}{d\varphi}$ будет равна

$$\frac{dr}{d\varphi} = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} \frac{dy}{d\psi}.$$

После подстановки полученного выражения в формулу (2.48) будем иметь

$$l = \frac{1}{D} \frac{\lambda}{\rho} \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} \frac{dy}{d\psi} - (b + 2\lambda). \quad (2.49)$$

В целях упрощения формулы введем обозначения:

$$a_1 = \frac{1}{D} \frac{\lambda}{\rho} \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}},$$

$$a_2 = b + 2\lambda;$$

тогда получим

$$l = a_1 \frac{dy}{d\psi} - a_2. \quad (2.50)$$

Так как при малой толщине каркаса коэффициент a_2 имеет также малую величину, то часто для предварительных расчетов потенциометра пользуются упрощенной формулой

$$l = a_1 \frac{dy}{d\psi}.$$

Эта формула показывает, что профиль каркаса зависит от производной воспроизводимой функции.

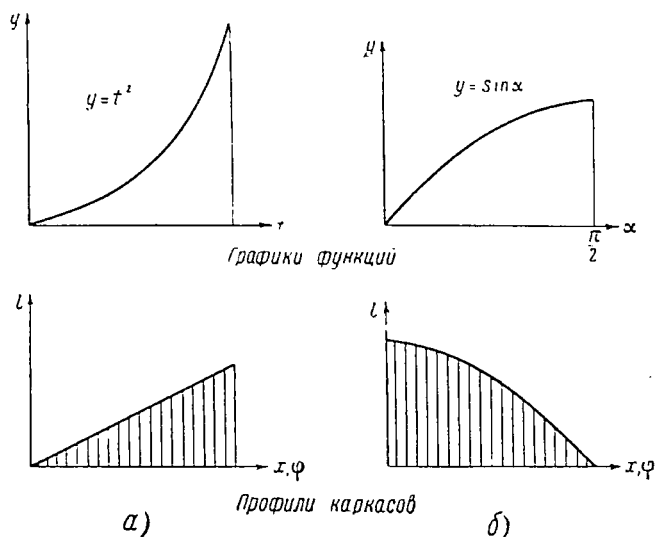
Так, например, если дана функция $y = t^2$, то ее производная будет $\frac{dy}{dt} = 2t$, следовательно, высота каркаса может быть определена из уравнения $l = 2a_1 t$. График этой функции и профиль каркаса, имеющий форму треугольника, изображены на фиг. 2.32, а.

Для функции $y = \sin \alpha$ высота каркаса определяется из уравнения $l = a_1 \cos \alpha$, т. е. профиль каркаса будет иметь вид косинусоиды. На фиг. 2.32, б изображена только часть синусоидальной функции и соответствующий этой части профиль каркаса потенциометра.

Следует иметь в виду, что для окончательных расчетов профиля каркаса необходимо пользоваться формулой (2.50) или (2.49).

Высота каркаса также зависит от диаметра обмоточного провода и диаметра кольцевого каркаса. Например, с увеличением диа-

метра обмоточного провода увеличивается отношение $\frac{\lambda}{\rho}$, а следовательно, и высота каркаса. Увеличение диаметра каркаса приводит к уменьшению его высоты. Проволоку на каркас потенциометра можно наматывать на намоточном станке или вручную. При намотке на станке витки проволоки укладываются перпендикулярно к прямолинейному срезу каркаса. Чтобы при этом витки не сползли с профильного среза каркаса, так как расстояние между центрами соседних витков на профильном срезе больше, чем на прямолинейном, их покрывают изоляционным лаком.



Фиг. 2.32. Графики функций и соответствующие им профили каркасов.

При ручной намотке витков прямолинейный и профильный срезы каркаса, заполненные одним и тем же количеством витков, будут иметь одинаковые длины, вследствие чего витки будут укладываться не перпендикулярно к прямолинейному срезу каркаса. Наклон витков будет изменяться при переходе от витка к витку. Для определения закона изменения высоты профильного каркаса рассмотрим один из витков AB , расположенный на расстоянии x от начала намотки потенциометра (фиг. 2.33). Так как этот виток имеет наклон к прямолинейному срезу каркаса, равный углу α , то проекция точки A на ось x будет смещена относительно точки B на величину δ , называемую смещением витка.

Определение профиля каркаса связано с определением координат точки A , т. е. $x_0 = x - \delta$ и y . Для малого участка кривой ds справедливо соотношение

$$ds = \sqrt{(dx_0)^2 + (dy)^2}.$$

В силу равенства участков, занятых проволокой на профильном и прямом срезах каркаса, можно написать

$$\sqrt{(dx_0)^2 + (dy)^2} = dx$$

или

$$\left(\frac{dx_0}{dx}\right)^2 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2 = 1. \quad (2.51)$$

Если координаты

$$x_0 = x - \delta;$$

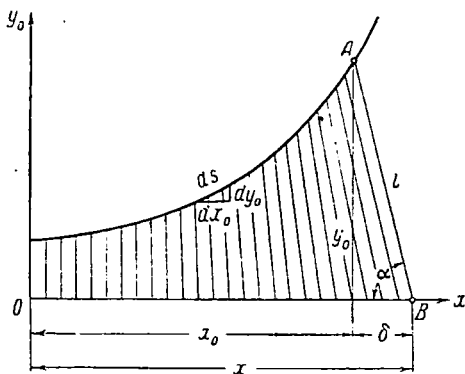
$$y = \sqrt{l^2 - \delta^2}$$

продифференцировать, то получим

$$\frac{dx_0}{dx} = 1 - \frac{d\delta}{dx};$$

$$\frac{dy}{dx} = \frac{l \frac{dl}{dx} - \delta \frac{d\delta}{dx}}{\sqrt{l^2 - \delta^2}}.$$

Подставляя полученные значения производных в выражение (2.51) и решая его относительно $\frac{d\delta}{dx}$, будем иметь



• Фиг. 2. 33. Профиль каркаса с наклонными витками.

$$\frac{d\delta}{dx} = \frac{1}{2} \left(\frac{dl}{dx}\right)^2 + \frac{1}{2} \frac{\left[l \frac{d}{dx} \left(\frac{\delta}{l}\right)\right]^2}{1 - \left(\frac{\delta}{l}\right)^2}.$$

Интегрируя это уравнение в пределах от 0 до x , получим

$$\delta = \frac{1}{2} \int_0^x \left(\frac{dl}{dx}\right)^2 dx + \frac{1}{2} \int_0^x \frac{\left[l \frac{d}{dx} \left(\frac{\delta}{l}\right)\right]^2}{1 - \left(\frac{\delta}{l}\right)^2} dx. \quad (2.52)$$

Полученное выражение значительно упрощается, если пренебречь интегралом

$$\frac{1}{2} \int_0^x \frac{\left[l \frac{d}{dx} \left(\frac{\delta}{l} \right) \right]^2}{1 - \left(\frac{\delta}{l} \right)^2} dx \text{ ввиду его малости. Практические расчеты профилей каркасов подтверждают справедливость этого упрощения. Поэтому с достаточной степенью точности для практических расчетов будем иметь}$$

$$\delta \approx \frac{1}{2} \int_0^x \left(\frac{dl}{dx} \right)^2 dx. \quad (2.53)$$

Если функция задана аналитически, то и δ может быть вычислена аналитически, однако это вычисление будет сложным и громоздким. Поэтому целесообразно формулу (2.53) вычислять приближенно по формуле трапеций:

$$\delta = \frac{1}{2} \sum \left(\frac{\Delta l}{\Delta x} \right)^2 \Delta x = \frac{1}{2\Delta x} \sum (\Delta l)^2, \quad (2.54)$$

где Δx — шаг расчета каркаса по оси x в мм;

$\Delta l = l_n - l_{n-1}$ — приращение высоты каркаса в мм при изменении x на Δx .

Смещение δ может быть вычислено и в том случае, когда функция задана в виде таблицы. Таким образом, имея величину δ , получим абсциссу точки A :

$$x_0 = x - \delta \quad (2.55)$$

и ее ординату

$$y_0 = \sqrt{l^2 - \delta^2}.$$

Так как практически δ мала, то приближенно ординату y_0 можно вычислить по формуле

$$y_0 = l - \frac{\delta^2}{2l}. \quad (2.56)$$

Для удобства расчета координат профиля каркаса со смещенными витками целесообразно составить рабочую таблицу (табл. 2.1) по следующим формулам:

$$y = f(\psi);$$

$$\frac{dy}{d\psi} = f'(\psi);$$

$$l = \frac{1}{D} \frac{\lambda}{\rho_1} \frac{R_{\max}}{[f(\cdot)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} f'(\psi) - (b + 2\lambda);$$

$$\Delta l = l_n - l_{n-1};$$

$$\delta = \frac{1}{2\Delta x} \sum (\Delta l)^2;$$

$$x_0 = x \pm \delta;$$

$$y_0 = l - \frac{\delta^2}{2l}.$$

Таблица 2. 1

ψ	$\frac{dy}{d\psi}$	l	Δl	δ	x_0	y_0
ψ_1	$\frac{dy_1}{d\psi_1}$	l_1	0	0	x_1	l_1
ψ_2	$\frac{dy_2}{d\psi_2}$	l_2	Δl_1	δ_1	x_{01}	y_{01}
ψ_3	$\frac{dy_3}{d\psi_3}$	l_3	Δl_2	δ_2	x_{02}	y_{02}
ψ_4	$\frac{dy_4}{d\psi_4}$	l_4	Δl_3	δ_3	x_{03}	y_{03}
ψ_5	$\frac{dy_5}{d\psi_5}$	l_5	Δl_4	δ_4	x_{04}	y_{04}

В формуле $x_0 = x \pm \delta$ знак плюс принимается тогда, когда l уменьшается с увеличением x , а минус — тогда, когда l увеличивается с увеличением x .

Количество различных значений аргумента ψ и интервалы между соседними значениями ψ выбираются в зависимости от заданной точности расчета профиля каркаса. Чем больше будет найдено точек профиля каркаса, тем точнее будет определен профиль кривой каркаса.

§ 6. Расчет каркасов, высоты которых стремятся к нулю или к бесконечности

При расчете каркасов потенциметров часто встречаются случаи, когда высота каркаса при некоторых значениях независимой переменной стремится к нулю или к бесконечности.

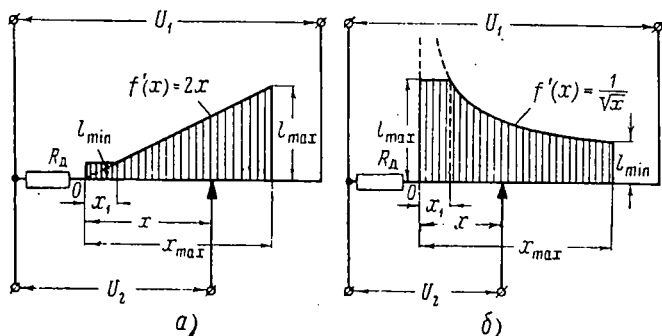
В качестве примера рассмотрим функции x^2 и \sqrt{x} , производные которых будут равны:

$$f'_1(x) = 2x;$$

$$f'_2(x) = \frac{1}{2\sqrt{x}}.$$

Так как эти производные входят в качестве множителя в формулу для определения высоты каркаса, то при $x \rightarrow 0$ высота каркаса потенциметра, воспроизводящего функцию x^2 , стремится к нулю, а высота каркаса функции \sqrt{x} — к бесконечности. Практически осуществить каркасы с нулевой или с бесконечной высотой невозможно. Из условий прочности рекомендуется минимальная высота 3—4 мм, а максимальная 50—60 мм. Таким образом, каркас треугольной формы (фиг. 2. 34, а) на участке от 0 до x_1 изготавливается

с постоянной минимальной высотой, причем витки на этом участке каркаса закорачиваются. Расчетное значение сопротивления на участке от 0 до x_1 в виде дополнительного сопротивления R_d подключается к потенциометру. При нулевом положении движка ($x=0$) будет сниматься напряжение с сопротивления R_d , представляющее собой максимальную погрешность; погрешность будет отсутствовать для всех значений $x \geq x_1$. В каркасе потенциометра, воспроизводящего функцию \sqrt{x} (фиг. 2.34, б), максимальная высота каркаса ограничивается размером l_{\max} . Сопротивление отсеченной части кар-



Фиг. 2.34. Каркасы, высоты которых стремятся к нулю и к бесконечности.

каса подключается к потенциометру в виде сопротивления R_d . При нулевом положении движка будем иметь максимальную погрешность, равную напряжению на сопротивлении R_d . Начиная с точки x_1 погрешность будет отсутствовать.

Для определения участка каркаса $O-x_1$, в пределах которого каркас будет иметь минимальную или максимальную высоту, воспользуемся известной формулой (2.47):

$$l = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{\rho_1} \frac{dr}{dx} - (b + 2\lambda);$$

заменив производную $\frac{dr}{dx}$ выражением $\frac{R_{\max}}{[f(x)]_{\max}} f'(x_1)$ (в данном случае координата x соответствует длине каркаса), получим

$$l_m = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{\rho_1} \frac{R_{\max}}{[f(x)]_{\max}} f'(x_1) - (b + 2\lambda),$$

откуда

$$f'(x_1) = (l_m + b + 2\lambda) \frac{[f(x)]_{\max}}{\frac{\lambda}{\rho_1} R_{\max}}.$$

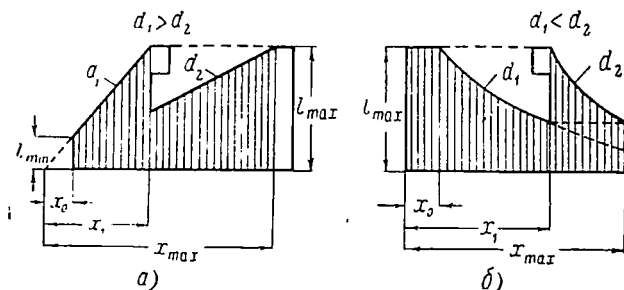
Так как это выражение позволяет найти координату x_1 , то нетрудно определить сопротивление R_d отсеченной части каркаса:

$$R_d = \frac{R_{\max}}{[f(x)]_{\max}} f(x_1). \quad (2.57)$$

Максимальная относительная погрешность потенциометра в % будет равна:

$$\delta_{\max} = \frac{f(x_1)}{[f(x)]_{\max}} 100.$$

Если высота каркаса будет стремиться к нулю или к бесконечности при $x \rightarrow x_{\max}$, то добавочное сопротивление надлежит включить с противоположного конца каркаса.



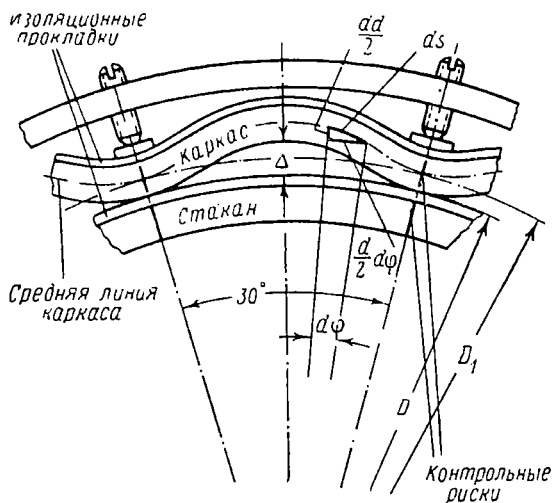
Фиг. 2.35. Профили секционированных каркасов.

Погрешности потенциометра, возникающие вследствие ограничения высоты каркаса, могут быть уменьшены путем секционирования каркаса. Сущность этого секционирования заключается в том, что, уменьшая или увеличивая сечение обмоточного провода, будем соответственно уменьшать или увеличивать высоту каркаса. Рассмотрим каркас потенциометра, воспроизводящего функцию x^2 . Если в нем на участке $O-x_1$ намотать проволоку большего диаметра, то высоты каркаса на этом участке возрастут (фиг. 2.35, а), так как с увеличением d увеличивается и отношение λ/ρ . Протяженность участка каркаса с минимальной высотой сократится, при этом уменьшится величина добавочного сопротивления, а следовательно, уменьшится и погрешность потенциометра. Число секций каркаса зависит от профиля каркаса (заданной функции) и допустимой ошибки.

Точно так же можно уменьшить высоты каркаса, если они стремятся к бесконечности. На фиг. 2.35, б для функции \sqrt{x} на участке $O-x_1$ диаметр проволоки взят меньший, чем на участке x_1-x_{\max} , благодаря чему уменьшились высоты каркаса, а следовательно, и длина участка каркаса с максимальными высотами. Диаметр проволоки на участке $O-x_1$ следует выбирать таким, чтобы при x_1 высота каркаса не была меньше минимально допустимой.

§ 7. Потенциометр с волнообразным каркасом

Повышенная точность изготовления профиля каркаса и точная установка его на стакан не всегда ведут к соответствующему увеличению точности потенциометра. Причиной этому в основном является непостоянство удельного сопротивления и неравномерное вытягивание проволоки в процессе намотки ее на каркас. Исследования показали, что вследствие непостоянства удельного сопротивления константановой и нихромовой проволоки погрешность потенциометра составляет примерно 0,05—0,3%. Изменение удельного сопро-



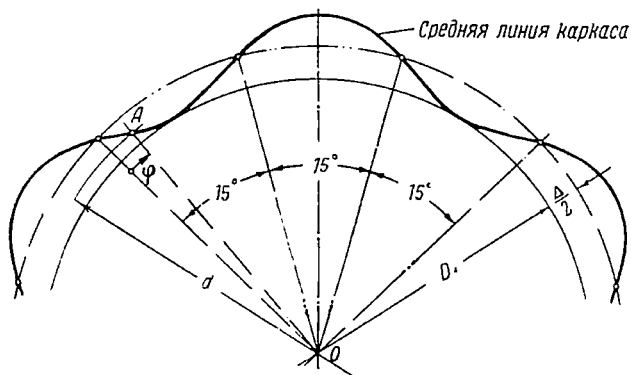
Фиг. 2.36. Волнообразный каркас потенциометра.

тивления проволоки от неравномерного вытягивания достигает 2,5%.

Эти погрешности потенциометра могут быть устранены путем изготовления каркаса большей длины. При установке такой каркас не будет прилегать своей боковой поверхностью к установочному стакану, а будет касаться стакана только несколькими точками, образуя в промежутках между точками соприкосновения зазоры переменной величины (фиг. 2.36); максимальный зазор не должен превышать 1—1,5 мм. В зависимости от размера потенциометра и его точности берут 12 или 24 точки соприкосновения каркаса со стаканом. Каркас приобретает волнообразную форму и, в процессе регулировки имеется возможность перемещать точки закрепления каркаса до получения необходимого сопротивления при заданном положении движка. На торце стакана через равные значения угла φ (15 или 30°) наносят контрольные риски.

Теоретически определяют сопротивление, которые должен иметь каркас для указанных выше углов. Если на намотанном каркасе

посредством измерительного мостика найти точки с расчетными значениями сопротивлений и аккуратно отметить их краской, то в процессе регулировки потенциометра надлежит совместить полученные на каркасе точки с соответствующими контрольными рисками на стакане. В 12 или 24 точках каркаса погрешности потенциометра будут отсутствовать. В других точках потенциометра погрешности будут иметь место, но они будут небольшими. Определим длину каркаса и его диаметр, при котором могут быть получены необходимые регулировочные зазоры между каркасом и стаканом, в случае прилегания каркаса к стакану в 12 точках.



Фиг. 2. 37. Определение длины волнообразного каркаса.

Если средняя линия каркаса, установленного на цилиндрический стакан, имеет форму синусоиды (фиг. 2. 37), то

$$\frac{d}{2} = \frac{D_1}{2} + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta}{2} \sin 12\varphi, \quad (2.58)$$

где Δ — 1—1,5 мм;

D_1 — средний диаметр каркаса, прилегающего к стакану без зазоров;

$\frac{d}{2}$ — радиус точки, расположенной на средней синусоидальной линии каркаса.

Длина участка синусоидальной линии при $\varphi=30^\circ$ будет равна

$$s_1 = \frac{1}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{12}} \sqrt{d^2 + \left(\frac{dd}{d\varphi}\right)^2} d\varphi = \int_0^{\frac{\pi}{12}} \sqrt{d^2 + \left(\frac{dd}{d\varphi}\right)^2} d\varphi.$$

Следовательно, полная длина средней линии каркаса будет

$$s_{12} = 12s_1.$$

Пренебрегая членом $\frac{dd}{d\varphi}$ ввиду того, что $\frac{dd}{d\varphi} \ll d$, получим

$$s_{12} = 12 \int_0^{\frac{\pi}{12}} d d\varphi = 24 \int_0^{\frac{\pi}{24}} d d\varphi.$$

Так как d определяется выражением (2.58),
то

$$s_{12} = 24 \int_0^{\frac{\pi}{24}} (D_1 + \Delta + \Delta \sin 12\varphi) d\varphi = \pi(D_1 + \Delta) + 2\Delta.$$

Отсюда находим расчетный диаметр каркаса D^* :

$$D^* = \frac{s_{12}}{\pi} = D_1 + \Delta + \frac{2\Delta}{\pi} = D_1 + \frac{2+\pi}{\pi} \Delta \approx D_1 + 1,6\Delta. \quad (2.59)$$

Таким образом, чтобы между стаканом и каркасом получить зазор 1—1,5 мм, необходимый для регулировки потенциометра, следует средний диаметр каркаса увеличить на величину, равную 1,6 Δ .

Рассмотрим влияние зазора на точность потенциометра в промежутках между контрольными рисками. Для простоты расчетов возьмем линейный потенциометр, т. е.

$$R = k_s s_{12}. \quad (2.60)$$

Так как

$$s_{12} = \frac{1}{2} \int_0^{\varphi} \sqrt{d^2 + \left(\frac{dd}{d\varphi}\right)^2} d\varphi \approx \frac{1}{2} \int_0^{\varphi} d d\varphi,$$

а также имея в виду выражение (2.58), получим

$$s_{12} = \frac{1}{2} \int_0^{\varphi} (D_1 + \Delta + \Delta \sin 12\varphi) d\varphi.$$

Если полученное выражение подставить в (2.60), то будем иметь

$$R = \frac{k_s}{2} (D_1 + \Delta) \varphi - \frac{k_s \Delta}{24} \cos 12\varphi. \quad (2.61)$$

Нетрудно видеть, что второе слагаемое в выражении (2.61) вносит погрешность в линейную зависимость сопротивления потенциометра от угла поворота движка. Эта погрешность при углах φ , равных 0, $\frac{\pi}{12}$, $\frac{2\pi}{12}$ и т. д., будет иметь максимальное значение, равное

$$k_s \Delta / 24.$$

Если полное сопротивление каркаса равно

$$R = k_s S_{12} = k_s \pi D^*,$$

то максимальное отклонение сопротивления каркаса от его линейного закона в ‰ по отношению к полному сопротивлению потенциометра составит

$$\frac{\frac{k_s \Delta}{24}}{k_s \pi D^*} 100 = \frac{\Delta}{24 \pi D^*} 100.$$

Беря значения $D^* = 100$ мм; $\Delta = 1,5$ мм, получим

$$\frac{\Delta}{24 \pi D^*} 100 = 0,02 \text{ ‰}.$$

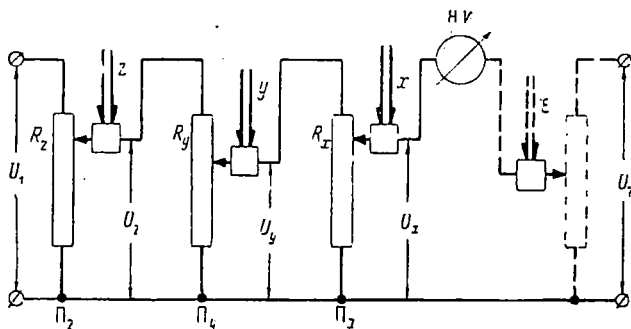
Например, при точности изготовления потенциометров в 0,1 ‰ величиной 0,02 ‰ можно пренебречь. Следует указать, что при волнообразном расположении каркаса подвижный контакт будет более долговечным, так как расстояние точки соприкосновения контакта с каркасом от центра вращения движка не является постоянным.

§ 8. Расчет сопротивлений потенциометров и реостатов многокаскадных схем

Схемы умножения одночленов

Погрешности потенциометра, возникающие вследствие подключения к ним сопротивления нагрузки, могут быть уменьшены или устранены одним из способов, рассмотренных выше.

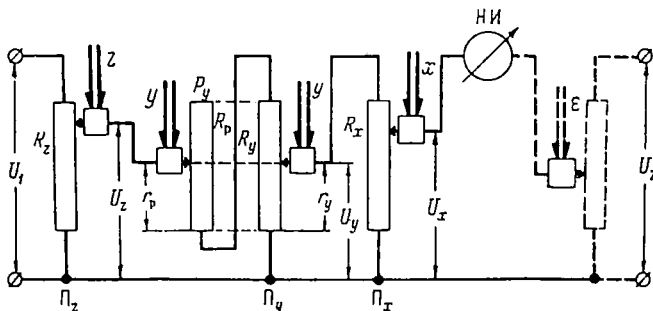
Эти способы могут быть осуществлены в том случае, если сопротивление нагрузки является постоянным. Однако в многокаскадных



Фиг. 2. 38. Каскадная потенциометрическая схема.

потенциометрических схемах умножения, состоящих более чем из двух потенциометров, имеются потенциометры с переменной нагрузкой. Так, например, в трехкаскадной схеме (фиг. 2: 38), решающей

зависимость $\varepsilon = f(x) f(y) f(z)$, потенциометр Π_x (первый каскад) работает в компенсационном режиме с нуль-индикатором (НИ), вследствие чего его погрешность от нагрузки будет равна нулю. Нагрузкой потенциометра Π_y (второй каскад) является постоянное сопротивление потенциометра Π_x . Влияние этой нагрузки на точность решения можно уменьшить путем выбора соответствующего значения нагрузочного коэффициента α или полностью устранить путем корректировки сопротивления потенциометра Π_y . Нагрузка потенциометра Π_z (третий каскад) состоит из сопротивлений потенциометров Π_x и Π_y . Суммарная величина этого сопротивления яв-



Фиг. 2.39. Каскадная потенциометрическая схема с реостатом.

ляется переменной и зависит от положения движка потенциометра Π_y . Если рассматривать верхнее положение движка потенциометра Π_y , то сопротивление нагрузки для потенциометра Π_z будет равно $\frac{R_x R_y}{R_x + R_y}$. При нижнем положении движка сопротивление нагрузки будет равно R_y , так как сопротивление R_x закорачивается.

Сопротивление нагрузки изменяется в пределах от $\frac{R_x R_y}{R_x + R_y}$ до R_y .

Сопротивление нагрузки можно сделать постоянным, не зависящим от перемещения движка потенциометра Π_y , если последовательно к потенциометру Π_y включить реостат R_p (фиг. 2.39). Движки потенциометра Π_y и реостата R_p механически связаны между собой и перемещаются одновременно по переменной u .

При нижнем положении движков сопротивление реостата полностью выключается, вследствие чего сопротивление нагрузки, подключенное к потенциометру Π_z , будет равно R_y . При верхнем положении движков сопротивление нагрузки будет равно

$$R_p + \frac{R_x R_y}{R_x + R_y},$$

где R_p — сопротивление реостата.

Чтобы сопротивление нагрузки было неизменным, очевидно, необходимо выполнить условие

$$R_y = R_p + \frac{R_x R_y}{R_x + R_y},$$

так как $\frac{R_x R_y}{R_x + R_y} < R_y$.

Максимальная величина сопротивления реостата R_p может быть найдена как

$$R_p = \frac{R_y^2}{R_x + R_y}. \quad (2.62)$$

Вследствие последовательного включения реостата и потенциометра Π_y уменьшается масштаб напряжения, что можно вычислить по формуле

$$U_y = \frac{\frac{R_x R_y}{R_x + R_y}}{R_p + \frac{R_x R_y}{R_x + R_y}} U_z = \frac{R_x}{R_x + R_y} U_z = m_p U_z,$$

где $m_p = \frac{R_x}{R_x + R_y}$ — коэффициент уменьшения масштаба напряжения. Чтобы определить закон распределения сопротивления потенциометра Π_y , воспользуемся выражением

$$U_y = \frac{U_{y \max}}{[f(y)]_{\max}} f(y) \quad (2.63)$$

или

$$U_y = \frac{r_y R_x}{r_y + R_x} i_{y \max}, \quad (2.64)$$

причем

$$i_{y \max} = \frac{U_{z \max}}{R_y}. \quad (2.65)$$

Этот максимальный ток (при $U_{z \max}$) не зависит от положения движков на реостате R_y и потенциометре Π_y , так как благодаря включенному реостату нагрузка потенциометра Π_z всегда равна R_y . Чтобы найти зависимость между сопротивлением r_y и функцией $f(y)$ с учетом сопротивления реостата, надлежит решить уравнение (2.64) относительно r_y :

$$r_y = \frac{R_x}{\frac{i_{y \max}}{U_y} R_x - 1}. \quad (2.66)$$

Отношение $\frac{i_{y \max}}{U_y}$ можно определить путем деления уравнения (2.65) на (2.63):

$$\frac{i_{y \max}}{U_y} = \frac{U_z \max [f(y)]_{\max}}{R_y U_y \max f(y)}$$

Так как

$$\frac{U_z \max}{U_y \max} = \frac{R_x + R_y}{R_x},$$

то

$$\frac{i_{y \max}}{U_y} = \frac{[f(y)]_{\max}}{\frac{R_x R_y}{R_x + R_y} f(y)}$$

Если подставить полученное отношение в выражение (2.66), то окончательно получим

$$r_y = \frac{R_x}{\frac{[f(y)]_{\max}}{R_y} - 1} = K_r \frac{f(y)}{[f(y)]_{\max} - \frac{k_r}{R_x} f(y)}, \quad (2.67)$$

где $k_r = \frac{R_x R_y}{R_x + R_y}$.

Полученная формула характеризует закон распределения сопротивления по длине потенциометра Π_y в зависимости от переменной y , при этом должны быть заданы максимальные значения сопротивлений потенциометров Π_x и Π_y . Теперь нетрудно найти зависимость сопротивления реостата r_p от r_y . Напряжение U_z будет приложено к цепи, состоящей из трех частей, сопротивления которых равны:

$$r_p, R_y - r_y \text{ и } \frac{R_x r_y}{R_x + r_y}.$$

Так как суммарное сопротивление должно быть равно R_y , то получим

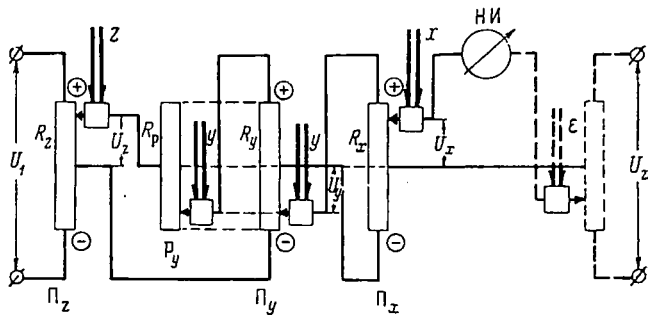
$$r_p + R_y - r_y + \frac{R_x r_y}{R_x + r_y} = R_y,$$

откуда найдем

$$r_p = \frac{r_y^2}{r_y + R_x}. \quad (2.68)$$

Если в это выражение подставить вместо r_y его максимальное значение, равное R_y , то получим зависимость (2.62). Выражение (2.68) характеризует закон распределения сопротивления реостата в зависимости от сопротивления потенциометра Π_y .

Рассмотрим структуру трехкаскадной схемы умножения аргументов x , y и z , имеющих знакопеременные значения. На схеме фиг. 2.40 реостат и все потенциометры имеют нулевые точки, соответствующие нулевым значениям аргументов. Положительным значениям аргументов соответствует расположение движков по одну сторону от нулевых точек, а отрицательным — по другую. В этой

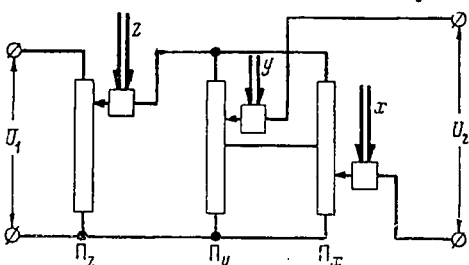


Фиг. 2.40. Потенциометрическая схема для перемножения знакопеременных величин.

схеме движок реостата также связан с движком потенциометра Π_y . Рассмотренные примеры показывают, что трехкаскадные схемы умножения с нуль-индикатором имеют лишь один каскад с реостатом, который можно назвать корректирующим, так как он сохраняет постоянство нагрузки для последнего каскада схемы. При наличии каскадов в схеме необходимо иметь $n - 2$ корректирующих реостатов, при условии, что $n > 2$. Однако большое количество каскадов с корректирующими реостатами может привести к значительному падению масштаба напряжения, так как каждый такой каскад снижает масштаб в m_p раз.

Схема умножения на двучлен

Принципиальная схема для решения зависимости $\varepsilon = z(x+y)$ изображена на фиг. 2.41. Две знакопеременные величины x и y суммируются посредством каскада, состоящего из двух параллельно соединенных потенциометров Π_x и Π_y . Этот каскад подключается к выходу потенциометра Π_z , служащему для ввода сомножителя z . Выходное напряжение U_2 будет иметь выражение



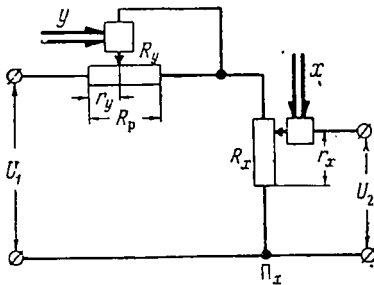
Фиг. 2.41. Потенциометрическая схема умножения на двучлен.

$$U_2 = \frac{U_1}{2z_{\max}} z \left(\frac{x}{x_{\max}} + \frac{y}{y_{\max}} \right). \quad (2.69)$$

Число членов в сумме, являющейся одним из сомножителей, ограничивается двумя. Здесь необходимо иметь в виду, что потенциометр Π_z будет иметь погрешность вследствие подключения к нему потенциометров Π_x и Π_y . Однако при соответствующей корректировке сопротивления потенциометра Π_z эта погрешность может быть устранена. При этом предполагается, что для потенциометров Π_x и Π_y сопротивление нагрузки $R_H = \infty$.

Схема деления

В схеме деления фиг. 2.42 реостат R_y и потенциометр Π_x включаются последовательно. Делитель вводится на перемещение движка реостата, а делимое — на перемещение движка потенциометра, с которого снимается напряжение U_2 , пропорциональное результату z , равному



$$z = c \frac{x}{y},$$

где c — коэффициент пропорциональности.

Ток в контуре, состоящем из реостата и потенциометра, может быть определен как

Фиг. 2.42. Потенциометрическая схема деления.

$$i = \frac{U_1}{r_y + R_x}.$$

Предполагается, что сопротивление нагрузки потенциометра Π_x отсутствует ($R_H = \infty$). Напряжение на участке потенциометра r_x будет равно

$$U_2 = \frac{U_1}{r_y + R_x} r_x.$$

Так как

$$r_x = \frac{R_x}{x_{\max}} x,$$

то

$$U_2 = \frac{U_1}{r_y + R_x} \frac{R_x}{x_{\max}} x.$$

Имея в виду, что

$$r_y + R_x = (R_p + R_x) \frac{y}{y_{\max}},$$

окончательно получим

$$U_2 = U_1 \frac{R_x}{R_p + R_x} \frac{y_{\max}}{x_{\max}} \frac{x}{y} = c \frac{x}{y}, \quad (2.70)$$

где

$$c = U_1 \frac{R_x}{R_p + R_x} \frac{y_{\max}}{x_{\max}}.$$

Однако схема, изображенная на фиг. 2.42, позволяет воспроизвести деление на аргумент y только при условии, что $y_{\min} > 0$.

Примеры составления каскадных потенциометрических схем

Пример 1. В трех взаимосвязанных уравнениях вида

$$D \frac{dV_1}{dt} = -V_1 V_3 + V_1 V_2 \operatorname{tg} \varepsilon;$$

$$D \frac{dV_2}{dt} = -V_2 V_3 - V_1^2 \operatorname{tg} \varepsilon;$$

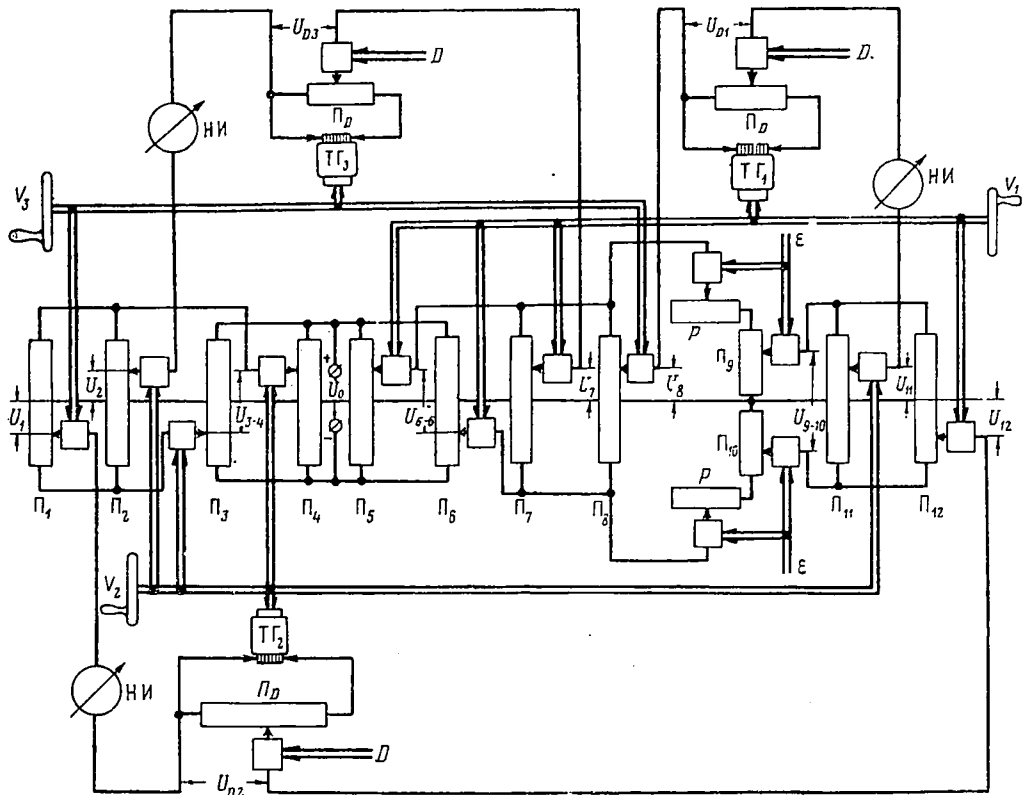
$$D \frac{dV_3}{dt} = V_1^2 + V_2^2$$

надлежит определить неизвестные величины скоростей V_1 , V_2 и V_3 при непрерывном поступлении координат D и ε . Производные (ускорения) $\frac{dV_1}{dt}$, $\frac{dV_2}{dt}$ и $\frac{dV_3}{dt}$ определяются в данном случае посредством трех тахогенераторов (ТГ),

на работе которых более подробно сказано ниже. Здесь только укажем, что на вращение роторов ТГ поступают величины V_1 , V_2 и V_3 , вследствие чего тахогенераторы вырабатывают напряжения, пропорциональные ускорениям $\frac{dV_1}{dt}$, $\frac{dV_2}{dt}$ и $\frac{dV_3}{dt}$ (фиг. 2.43). Эти ускорения перемножаются на величину D (левые ча-

сти уравнений) посредством трех потенциометров Π_D , на перемещение движков которых подается D , а напряжения к ним подводятся от тахогенераторов. Напряжения, пропорциональные правым частям уравнений, вырабатываются посредством потенциометров, расположенных в средней части схемы, на вход которой подается постоянное напряжение U_0 . Напряжения, пропорциональные левым и правым частям уравнений, сравниваются посредством трех нуль-индикаторов (Н.-И). Устанавка стрелок индикаторов в нулевое положение будет свидетельствовать о правильности ввода величин V_1 , V_2 и V_3 .

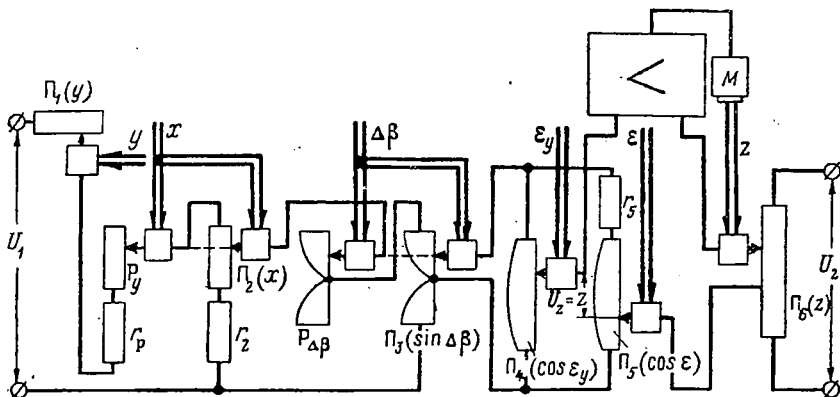
Рассмотрим выработку напряжений, пропорциональных правым частям уравнений. Так как величины V_1 , V_2 и V_3 могут иметь оба знака, то члены правой части уравнений вырабатываются посредством потенциометров со средними точками, потенциалы которых принимаются равными нулю. Этим точкам соответствуют нулевые значения величин. Под постоянным напряжением U_0 находятся четыре потенциометра Π_3 , Π_4 , Π_5 и Π_6 . С потенциометром Π_3 и Π_4 снимается напряжение U_{3-4} , пропорциональное V_2 ; движки их перемещаются от нулевых точек в противоположные стороны по величине V_2 . Точно так же потенциометры Π_5 и Π_6 вырабатывают напряжение U_{5-6} , пропорциональное V_1 . Выработанное напряжение U_{3-4} прикладывается к потенциометрам Π_1 и Π_2 , служащим для выработки напряжений $U_1 \equiv V_2 V_3$ и $U_2 \equiv V_2^2$, в связи с чем движок потенциометра Π_1 перемещается по величине V_3 , а потенциометра Π_2 — по величине V_2 . Напряжение $U_{5-6} \equiv V_1$ подается на питание потенциометров Π_7 , Π_8 и двух реостатов R_9 соединенных с потенциометрами Π_9 и Π_{10} . С потенциометра Π_7 снимается на-



Фиг. 2. 43. Потенциометрическая схема для решения трех взаимосвязанных уравнений.

пряжение $U_7 \equiv V_1^2$, а с потенциометра $\Pi_8 - U_8 \equiv V_1 V_3$. С потенциометров Π_9 и Π_{10} снимается напряжение $U_{9-10} \equiv V_1 \operatorname{tg} \epsilon$, так как движки их перемещаются по ϵ . Это напряжение подается на питание потенциометров Π_{11} и Π_{12} , с которых снимаются напряжения $U_{11} \equiv V_1 V_2 \operatorname{tg} \epsilon$ и $U_{12} \equiv V_1^2 \operatorname{tg} \epsilon$. Так как потенциометры Π_{11} и Π_{12} работают в компенсационном режиме, то сопротивления потенциометров Π_9 и Π_{10} могут быть прокорректированы на постоянное сопротивление нагрузки.

Потенциометры Π_5 и Π_6 нагружены как потенциометрами Π_7 и Π_8 , работающими в компенсационном режиме, так и потенциометрами Π_9 и Π_{10} , входные сопротивления которых зависят от положения движков, т. е. от величины угла ϵ . Чтобы величина входного сопротивления потенциометров Π_9 и Π_{10} была постоянной, в схему включены два реостата R , движки которых также перемещаются по ϵ . Рассмотрим порядок суммирования напряжений при решении заданной



Фиг. 2.44. Потенциметрическая схема.

системы уравнений. Первое уравнение системы решается путем достижения равенства напряжения U_{D1} сумме напряжений U_8 и U_{11} . Как указывалось выше, это равенство достигается тем, что стрелка нуль-индикатора устанавливается в нулевое положение путем ввода соответствующего значения величины V_1 на потенциометры Π_5 , Π_6 , Π_7 , Π_{12} и на вращение ротора тахогенератора Т.Г₁.

Решение второго уравнения системы выполняется при соблюдении равенства напряжения U_{D2} разности напряжений U_1 и U_{12} . Это равенство достигается также посредством нуль-индикатора при соответствующем вводе величины V_2 на потенциометры Π_2 , Π_3 , Π_4 , Π_{11} и на вращение ротора тахогенератора Т.Г₂. Наконец, сумма напряжений $U_2 + U_7$ должна быть равна напряжению U_{D3} , если только по индикатору (при нулевом положении стрелки) будет введена величина V_3 на перемещение движков потенциометров Π_1 , Π_8 и на вращение ротора тахогенератора Т.Г₃. Так как все уравнения системы взаимосвязаны, то величины V_1 , V_2 и V_3 должны вводиться одновременно.

Чтобы колебание напряжения U_0 не оказывало влияния на точность решения, необходимо предусмотреть общий источник напряжений как для потенциметрической схемы, так и для обмоток возбуждения тахогенераторов, при этом магнитные цепи тахогенераторов не должны быть насыщены.

Пример 2. Рассмотрим потенциметрическую схему, изображенную на фиг. 2.44, для решения уравнения

$$z = \frac{x}{1 - k_1 y} \sin \Delta\beta [k_2 \cos \epsilon_y - k_3 \cos \epsilon].$$

Угловые величины ϵ и ϵ_y изменяются от нуля до 90° . Величины x и y имеют только положительные значения, причем их минимальные значения больше нуля.

Произведение $k_{1y} < 1$. Функция z отрабатывается автоматически посредством следящей системы, состоящей из усилителя и серводвигателя М.

Напряжение, пропорциональное z , снимается с двух параллельно включенных функциональных потенциометров Π_4 и Π_5 , движки которых перемещаются по величинам ϵ_y и ϵ . Так как эти потенциометры расположены в компенсационной цепи, то они не будут иметь погрешности от нагрузки. Напряжение, пропорциональное $\sin \Delta\beta$, вырабатывается функциональным потенциометром Π_3 со средней точкой, так как угол $\Delta\beta$ знакопеременный. Нагрузкой этого потенциометра являются постоянные сопротивления потенциометров Π_4 и Π_5 . Чтобы нагрузка для потенциометра Π_2 была неизменной, включают реостат $R_{\Delta\beta}$, движок которого механически связан с движком потенциометра Π_3 . Потенциометр Π_2 служит для выработки напряжения, пропорционального x . При нижнем положении движка потенциометра Π_2 будет сниматься падение напряжения только с дополнительного сопротивления r_2 . Это напряжение пропорционально минимальному значению величины x . Деление на $1 - k_{1y}$ осуществляется посредством реостата $\Pi_1(y)$, к которому подключается последовательная цепь, состоящая из потенциометра Π_2 и реостата $R(y)$. Движки этих двух элементов перемещаются по x . Благодаря реостату R , нагрузка реостата $\Pi_1(y)$ будет постоянной при любых значениях переменных, входящих в формулу. Следовательно, ток, текущий по реостату $\Pi_1(y)$, будет неизменным.

Выходное напряжение $U_z \approx z$ уравнивается напряжением линейного потенциометра Π_6 , движок которого автоматически устанавливается серводвигателем М. Этот серводвигатель работает только в том случае, если ко входу усилителя прикладывается разность напряжений, образующая вследствие нарушения равновесия напряжений потенциометров Π_4 , Π_5 и потенциометра Π_6 .

Питание схемы осуществляется напряжениями U_1 и U_2 .

§ 9. Шунтированные потенциометры

Шунтированный потенциометр представляет собой линейный потенциометр с параллельно подключенными шунтирующими сопротивлениями. Количество шунтирующих сопротивлений и их величины определяются характером функциональной зависимости и точностью ее воспроизведения. Этот метод часто называют электрическим профилированием потенциометра.

Рассмотрим графический способ подбора сопротивлений шунтов и определим точки их подключения. Вычерчивают график функции $f(x)$ и по обе стороны от графика на расстоянии, равном максимальной допустимой погрешности Δ , проводят две пунктирные линии (фиг. 2.45, а). Затем кривую аппроксимируют линейными отрезками так, чтобы каждый отрезок не выходил за пределы пунктирных линий. В данном случае рассматриваемая кривая заменена ломаной линией, состоящей из трех линейных отрезков. График ломаной линии воспроизводится потенциометром, у которого два участка шунтированы сопротивлениями $R_{ш2}$ и $R_{ш3}$, (фиг. 2.45, б). Точки подключения шунтов к потенциометру совпадают с точками излома ломаной линии графика.

Преимущество шунтированного потенциометра перед потенциометром с функциональным каркасом заключается в том, что каркас потенциометра является линейным, а шунтирующие сопротивления выполняются в виде катушек. Точность воспроизведения функций посредством шунтированного потенциометра зависит от количества

шунтов. При достаточно высокой точности может потребоваться большое количество шунтов, вследствие чего усложняется схема шунтированного потенциометра.

Определим величины сопротивлений участков потенциометра с учетом шунтирующих сопротивлений.

Для первого участка сопротивление

$$R_{\text{э}1} = R_1;$$

для второго участка будем иметь

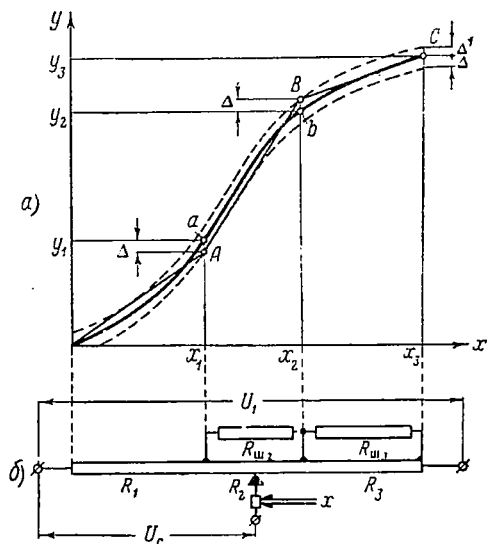
$$R_{\text{э}2} = \frac{R_{\text{ш}2}R_2}{R_{\text{ш}2} + R_2};$$

для последнего участка потенциометра

$$R_{\text{э}3} = \frac{R_{\text{ш}3}R_3}{R_{\text{ш}3} + R_3}.$$

Из последних двух выражений найдем

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{ш}2} &= \frac{R_2 R_{\text{э}2}}{R_2 - R_{\text{э}2}}; \\ R_{\text{ш}3} &= \frac{R_3 R_{\text{э}3}}{R_3 - R_{\text{э}3}} \end{aligned} \right\} (2.71)$$



Фиг. 2. 45. Схема шунтированного потенциометра.

При определении величины падения напряжения на каждой ступени потенциометра воспользуемся выражением

$$U_c = \frac{U_1}{[f(x)]_{\max}} f(x),$$

где U_1 — напряжение, приложенное к потенциометру.

Для первого участка кривой ордината при x_1 будет равна $x_1 a$, но так как этот участок кривой аппроксимирован прямой OA , то следует взять ординату $x_1 A$, т. е.

$$f(x_1) - \Delta.$$

Тогда напряжение на первом участке потенциометра будет

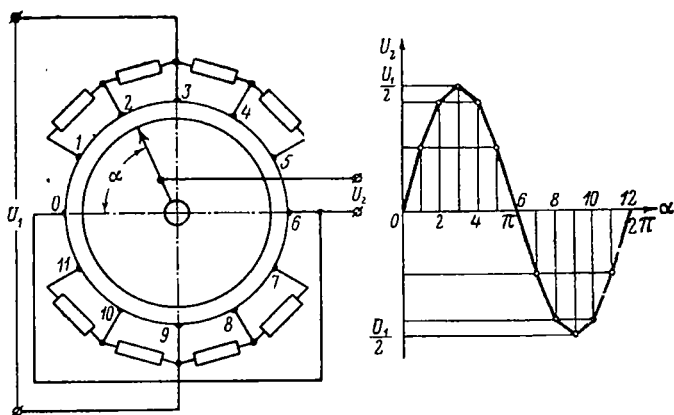
$$\Delta U_1 = \frac{U_1}{[f(x)]_{\max}} \{f(x_1) - \Delta\}.$$

Так же можно найти напряжение и на остальных участках потенциометра:

$$\Delta U_2 = \frac{U_1}{[f(x)]_{\max}} \{f(x_2) + \Delta - [f(x_1) - \Delta]\};$$

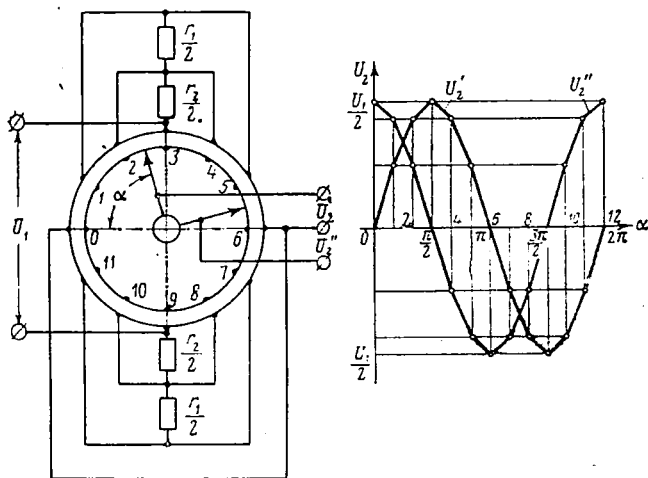
$$\Delta U_3 = \frac{U_1}{[f(x)]_{\max}} \{f(x_3) - [f(x_2) + \Delta]\}.$$

тивлений уменьшится вдвое, вследствие чего упрощается схема шунтированного потенциометра.



Фиг. 2.46. Схема шунтированного потенциометра, воспроизводящего синусоидальную зависимость.

Если по сопротивлению потенциометра будут скользить одновременно два движка, расположенных под углом 90° друг к другу,



Фиг. 2.47. Схема шунтированного потенциометра, воспроизводящего синусоидальную и косинусоидальную зависимости.

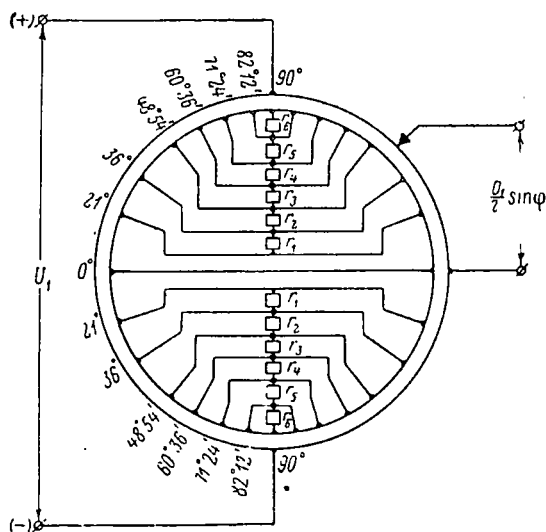
то в этом случае выходные напряжения будут изменяться по следующим законам:

$$U_2' = \frac{U_1}{2} \sin \alpha;$$

$$U_2'' = \frac{U_1}{2} \sin (90 + \alpha) = \frac{U_1}{2} \cos \alpha,$$

графики которых изображены на фиг. 2.47.

На фиг. 2. 48 приведена схема потенциометра, воспроизводящего синусоидальную зависимость с погрешностью 0,2%. Эта точность достигается благодаря тому, что к потенциометру подключается 12 шунтирующих сопротивлений, следовательно, синусоида аппро-



Фиг. 2. 48. Схема шунтированного потенциометра, воспроизводящего синусоидальную зависимость.

ксимируется 28 отрезками. Шунтирующие сопротивления имеют следующие величины:

$$\begin{aligned} r_1 &= 1,353R; & r_4 &= 0,086R; \\ r_2 &= 0,425R; & r_5 &= 0,034R; \\ r_3 &= 0,184R; & r_6 &= 0,037R, \end{aligned}$$

где R — полное сопротивление кольцевого потенциометра для одного квадранта.

§ 10. Шунтированные потенциометры, воспроизводящие функции двух независимых переменных

Шунтированный потенциометр дает возможность воспроизвести некоторые монотонные функции двух независимых переменных $z=f(x; y)$ при условии, если будут соответствующим образом изменяться сопротивления шунтов.

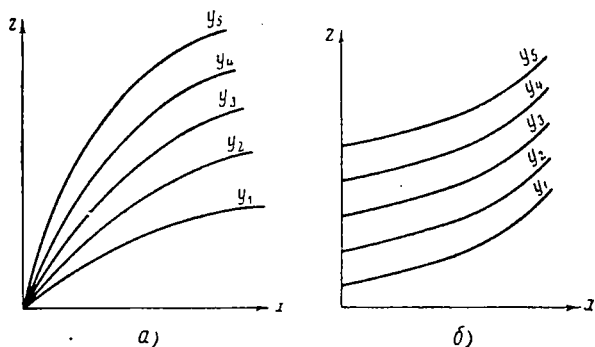
В качестве примера можно рассмотреть две различные функции, графики которых изображены на фиг. 2. 49.

Эти графики представляют собой два семейства непересекающихся кривых, параметром которых является независимая переменная.

ная y . Для любого значения независимой переменной x функция $z=f_1(x)$ является монотонно возрастающей, однако эта функция может быть и монотонно убывающей.

Известно, что функцию одного независимого переменного, т. е. $z=f_1(x)$, при одном каком-либо постоянном значении параметра y можно воспроизвести посредством потенциометра с постоянными шунтами. Очевидно, функцию $z=f_2(x)$ для другого параметра можно воспроизвести тем же потенциометром, но с другими шунтами.

Рассматривая возможность воспроизведения функций для всех других параметров, нетрудно убедиться в том, что в каждом таком случае необходимо иметь различные сопротивления шунтов. Таким



Фиг. 2. 49. Графики функций двух независимых переменных.

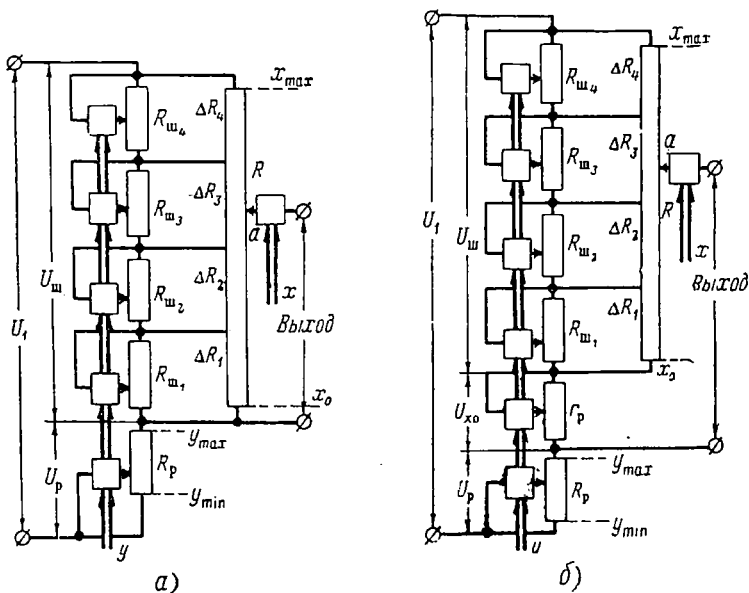
образом, если изменять соответствующим образом сопротивления шунтов, то линейный потенциометр с переменными шунтами может воспроизвести некоторые функции двух независимых переменных.

На фиг. 2. 50 изображены две принципиальные схемы шунтированных потенциометров, воспроизводящих рассмотренные выше функции. Переменная величина x поступает на перемещение движка потенциометра, а переменная y — на перемещения движков шунтов и реостата R_p , включенного последовательно с шунтированным потенциометром.

Постоянное напряжение питания U_1 перераспределяется между реостатом и шунтированным потенциометром. Однако это распределение напряжений не остается постоянным. Например, с увеличением y (фиг. 2. 50, а) сопротивление реостата будет уменьшаться, а сопротивление шунтированного потенциометра увеличивается. При этом напряжение U_p , приложенное к реостату, будет уменьшаться, а напряжение U_m — увеличиваться; соответственно будет увеличиваться и выходное напряжение. Таким образом, с увеличением y будет увеличиваться и выходное напряжение, однако величина его также зависит от положения движка a , т. е. от x .

Например, при $x=0$ независимо от величины параметра выходное напряжение будет равно нулю. Это напряжение также будет равно нулю при $y=0$ независимо от переменной x .

Принципиальная схема шунтированного потенциометра фиг. 2.50, б отличается от схемы, изображенной на фиг. 2.50, а, тем, что одна из выходных клемм подключается к точке, расположенной между реостатом R_p и переменным сопротивлением r_p . Таким образом, выходное напряжение будет равно сумме напряже-



Фиг. 2.50. Схемы шунтированных потенциометров, воспроизводящих функции двух независимых переменных.

ний U_{x_0} и напряжения, снимаемого непосредственно с шунтирующего потенциометра. Для начального положения движка a ($x=0$) выходное напряжение потенциометра будет равно только одной составляющей напряжения, а именно U_{x_0} , которое с увеличением параметра y будет также увеличиваться.

Этому увеличению напряжения будет соответствовать увеличение функции z . Если x не равен нулю, то, как указывалось выше, к выходному напряжению будет добавляться напряжение, снимаемое непосредственно с шунтирующего потенциометра, причем с изменением x эта часть напряжения будет изменяться в соответствии с законом функции.

Рассмотренные схемы шунтирующих потенциометров могут воспроизвести функции $z=f(x; y)$ не только для параметров y , указанных на графике фиг. 2.49, но и для всех других значений y , не указанных на графике, при условии, что смежные кривые графиков

изменяются монотонно и не пересекаются между собой. Точность воспроизведения рассматриваемых функций зависит от количества аппроксимированных участков.

С увеличением количества этих участков точность воспроизведения функции возрастает, но зато усложняется схема потенциометра, так как увеличивается количество шунтирующих сопротивлений. Несмотря на сложность принципиальных схем шунтирующих потенциометров, изображенных на фиг. 2.50, их практическое осуществление не может вызвать особых трудностей. Так, например, все каркасы шунтов и реостата могут быть концентрически размещены в одном корпусе, так как их движки вращаются по переменной y . Во втором корпусе может быть размещен каркас потенциометра, движок которого вращается по переменной x .

§ 11. Мостовые схемы (постоянного тока)

Мостовая схема состоит из четырех последовательно соединенных сопротивлений, расположенных по замкнутому контуру. К двум боковым точкам разветвления a и b (фиг. 2.51), расположенным между сопротивлениями, подключается источник питания, а к двум другим точкам c и d , расположенным в верхней и нижней частях схемы, подсоединяется нуль-индикатор (Н.И.), при помощи которого устанавливается состояние равновесия моста.

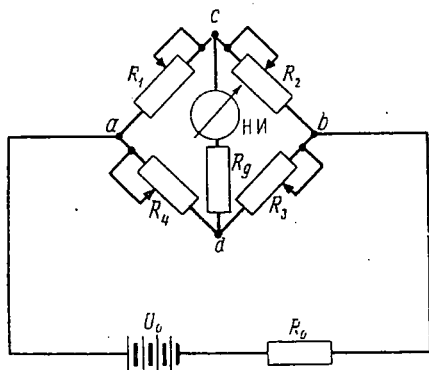
Входные величины механически подаются на перемещение движков плеч моста. Отработка производится также механически путем изменения сопротивления одного из плеч моста до величины, при которой ток в диагонали cd индикатора становится равным нулю. Это условие равновесия достигается при соблюдении определенного соотношения между сопротивлениями плеч:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.74)$$

Решая уравнение (2.74) относительно R_1 , получим

$$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}. \quad (2.75)$$

Полученное уравнение показывает, что при помощи мостовой схемы можно выполнять такие алгебраические операции, как умно-



Фиг. 2.51. Мостовая схема.

жение, деление, а также сложение и вычитание, если сопротивление R_2 или R_4 состоит из ряда отдельных секций. При этом сопротивления R_2 , R_3 и R_4 должны быть пропорциональны входным переменным величинам, а величина сопротивления R_1 , полученная при соблюдении равновесия моста,— результату вычисления.

Внутреннее сопротивление индикатора на схеме моста обозначено R_g .

Чувствительность мостовой схемы

Чувствительностью мостовой схемы по току называется отношение приращения тока в диагонали моста к величине относительного изменения сопротивления плеча, вызвавшего это приращение тока, т. е.

$$h_{cx} = \frac{\Delta i_g}{\varepsilon}, \quad (2.76)$$

где $\varepsilon = \frac{\Delta R}{R_1}$ — относительное изменение R_1 . Чем выше это отношение, тем выше точность мостовой схемы.

Определим условие наибольшей возможной чувствительности мостовой схемы в зависимости от значений отдельных параметров ее при постоянстве питающего напряжения. В связи с этим воспользуемся формулой, определяющей ток в диагонали моста при нарушении равновесия моста:

$$i_g = \frac{U_0 (R_1 R_3 - R_2 R_4)}{R_g (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)}. \quad (2.77)$$

Подставим в эту формулу вместо сопротивления R_1 сопротивление $R_1 + \Delta R$, где ΔR — величина прироста сопротивления R_1 вследствие перемещения движка. Если мостовая схема близка к состоянию равновесия, то в целях упрощения формулы можно воспользоваться равенством $R_1 R_3 = R_2 R_4$, а пренебрегая в знаменателе формулы членом ΔR , так как $\Delta R \ll R_1$, получим

$$\Delta i_g = U_0 \frac{\Delta R R_3}{R_g (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)}. \quad (2.78)$$

Если выразить все сопротивления плеч моста в долях сопротивления R_1 , т. е.

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= k_2 R_1; \\ R_4 &= k_4 R_1; \\ R_3 &= k_2 k_4 R_1; \\ R_g &= k_g R_1, \end{aligned} \right\} \quad (2.79)$$

и подставить эти значения в выражение (2.78), то получим

$$h_{cx} = \frac{\Delta i_g}{\varepsilon} = \frac{U_0}{R_1} \left\{ \frac{1}{(1+k_2) \left[k_g \left(1 + \frac{1}{k_2} \right) + (1+k_4) \right]} \right\} = \frac{U_0}{R_1} f(k_2, k_4, k_g). \quad (2.80)$$

Выражение (2.80) показывает, что увеличение напряжения источника питания ведет к повышению чувствительности мостовой схемы; влияние отношений сопротивлений плеч моста на его чувствительность может быть выявлено при рассмотрении знаменателя выражения (2.80), представляющего собой

$$(1+k_2) \left[k_g \left(1 + \frac{1}{k_2} \right) + (1+k_4) \right].$$

Максимальное отношение $\frac{\Delta i_g}{\varepsilon}$ будет иметь место при минимальном значении этого знаменателя.

При стремлении $k_4 \rightarrow 0$, т. е. при $R_4 \ll R_1$, отношение $\frac{\Delta i_g}{\varepsilon}$ будет возрастать, так как знаменатель выражения (2.80) будет уменьшаться. Для определения влияния коэффициента k_2 на максимум отношения $\frac{\Delta i_g}{\varepsilon}$ надлежит найти минимум функции

$$f(k_2) = (1 + k_2) \left[k_g \left(1 + \frac{1}{k_2} \right) + (1 + k_4) \right].$$

Имеем

$$\frac{df(k_2)}{dk_2} = k_g \left(1 + \frac{1}{k_2} \right) + (1 + k_4) - \frac{k_g (1 + k_2)}{k_2^2} = 0.$$

Решая это уравнение относительно k_2 , получим

$$k_2 = \sqrt{\frac{k_g}{1 + k_4 + k_g}}. \quad (2.81)$$

Так как выше указывалось, что наиболее выгодным условием является $K_4 \rightarrow 0$, то

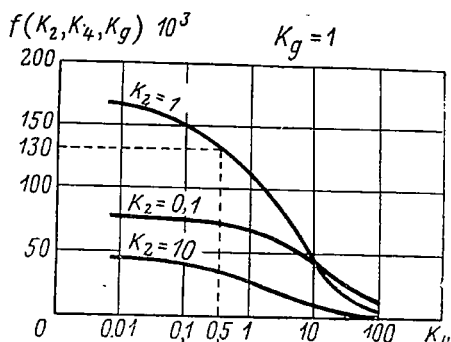
$$k_2 = \sqrt{\frac{k_g}{1 + k_g}}. \quad (2.82)$$

Полученные соотношения (2.80), (2.81) и (2.82) дают возможность по известным элементам мостовой схемы определить ее чувствительность.

Однако могут быть случаи, когда известны не все элементы мостовой схемы, а только часть из них, например сопротивления R_1 и R_g . Требуется подобрать остальные элементы схемы так, чтобы получить заданную или максимально возможную чувствительность. При этом ток в элементах схемы не должен превышать заданного значения. В этом случае определение неизвестных параметров мостовой схемы можно облегчить использованием графика функции $f(k_2, k_4, k_g)$. На фиг. 2.52 приведен график для $k_g = 1$, позволяющий по заданной чувствительности схемы и допустимой токовой нагрузке определить коэффициенты k_2 и k_4 , т. е. величины сопротивлений плеч моста R_2 , R_3 и R_4 .

В приведенном ниже примере рассматривается случай определения сопротивлений мостовой схемы R_2 , R_3 и R_4 при следующих заданных условиях:

- 1) $R_1 = R_g = 1000 \text{ ом}$ ($k_g = 1$);
- 2) чувствительность мостовой схемы $h_{\text{ex}} = 13 \cdot 10^{-3}$;
- 3) напряжение источника питания $U_0 = 100 \text{ в}$ (его внутреннее сопротивление $R_{\text{вн}} \approx 0$);
- 4) во всех элементах схемы ток не должен превышать $0,1 \text{ а}$.



Фиг. 2.52. График расчета элементов мостовой схемы при $k_g = 1$.

Из (2.79) определим

$$f(k_2, k_4, k_g) = \frac{h_{cx} R_1}{U_0},$$

откуда

$$f(k_2, k_4, k_g) = \frac{13 \cdot 10^{-3} \cdot 1000}{100} = 0,13.$$

По графику, изображенному на фиг. 2.52, для $f(k_2, k_4, k_g) 10^3 = 130$ находим $k_2 = 1$ и $k_4 = 0,5$.

Таким образом,

$$R_2 = k_2 R_1 = 1000 \text{ ом},$$

$$R_4 = k_4 R_1 = 500 \text{ ом},$$

$$R_3 = k_2 k_4 R_1 = 500 \text{ ом}.$$

При равновесном состоянии моста ($i_g = 0$) токи в верхних и нижних ветвях моста будут

$$i_{12} = \frac{U_0}{R_1 + R_2} = \frac{100}{1000 + 1000} = 0,05 \text{ а.}$$

$$i_{34} = \frac{U_0}{R_3 + R_4} = \frac{100}{500 + 500} = 0,1 \text{ а.}$$

Если чувствительность гальванометра принять равной $h_r = 10^6 \text{ дел/а}$, то чувствительность мостовой схемы в целом (с учетом гальванометра) будет

$$h = h_{cx} h_r = 13 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 = 13 \cdot 10^3.$$

$$\text{Так как } h_r = \frac{\Delta \alpha}{\Delta i_g},$$

где $\Delta \alpha$ — отклонение стрелки гальванометра, то

$$h = \frac{\Delta i}{\Delta R / R_1} \frac{\Delta \alpha}{\Delta i_g} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta R} R_1,$$

откуда находим соотношение между отклонением стрелки гальванометра и абсолютным изменением сопротивления R_1 :

$$\frac{\Delta \alpha}{\Delta R} = \frac{13 \cdot 10^3}{1000} = 13.$$

Реестатные мостовые схемы

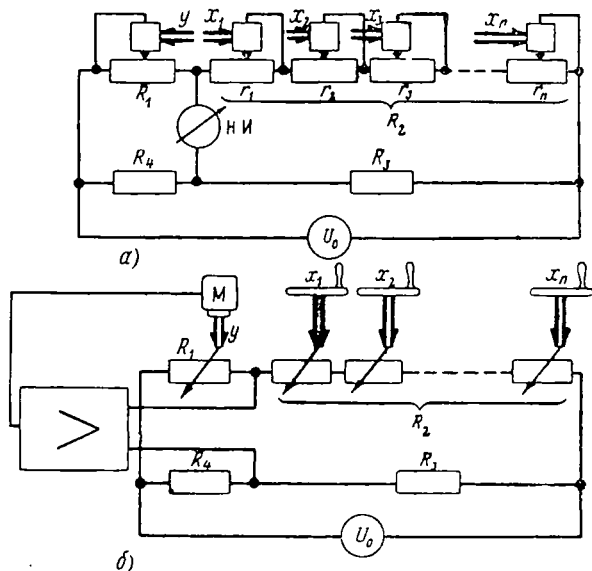
Мостовая схема для алгебраического суммирования. В схеме суммирования (фиг. 2.53, а) сопротивления R_3 и R_4 имеют постоянные величины, вследствие чего при равновесном состоянии моста будем иметь

$$R_1 = \frac{R_4}{R_3} R_2 = k_1 R_2,$$

$$\text{где } k_1 = \frac{R_4}{R_3}.$$

Если сопротивление второго плеча мостовой схемы состоит из нескольких последовательно соединенных переменных сопротивлений r_1, r_2, \dots, r_n , то сопротивление R_1 будет равно сумме этих сопротивлений:

$$R_1 = k_1 (r_1 + r_2 + \dots + r_n).$$



Фиг. 2.53. Реостатная мостовая схема для суммирования.

Предположим, что существуют следующие соотношения между сопротивлениями и перемещениями движков:

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= k_2 x_1; \\ r_2 &= k_2 x_2; \\ &\dots \\ &\dots \\ r_n &= k_2 x_n; \end{aligned} \right\} \quad (2.83)$$

$$R_1 = k_3 y.$$

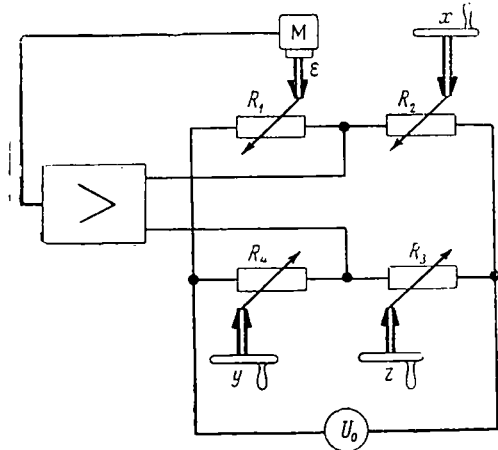
Тогда

$$y = k_4 (x_1 + x_2 + \dots + x_n), \quad (2.84)$$

где

$$k_4 = \frac{k_1 k_2}{k_3}.$$

Если в линейных сопротивлениях r_1, r_2, \dots, r_n и R_1 за начало отсчета аргументов x_1, x_2, \dots, x_n и функции y принять их средние точки, то мостовая схема позволяет осуществить суммирование знакопеременных величин. Сумма, равная y , может быть отработана вручную путем подбора сопротивления R_1 при установке стрелки индикатора в нулевое положение или автоматически посредством следящей системы, состоящей из серводвигателя и усилителя, включенного в диагональ вместо индикатора (фиг. 2.53, б). Двигатель через редуктор, не указанный на схеме, отработает такую величину сопротивления R_1 , при которой сигнал, поступающий на вход усилителя, станет равным нулю.



Фиг. 2.54. Реостатная мостовая схема для умножения и деления.

R_1 пропорционально величине ε , равной

$$\varepsilon = \frac{x \cdot y}{z}. \quad (2.85)$$

Если сопротивление R_3 постоянно, то перемножается только x на y , если неизменным является сопротивление R_4 , то выполняется деление x на z . При функциональном исполнении сопротивлений R_2, R_3 и R_4 будет воспроизводиться функциональная зависимость вида

$$\varepsilon = \frac{f(x)f(y)}{f(z)}. \quad (2.86)$$

В качестве первого примера рассмотрим схему (фиг. 2.55), преобразующую отношение $1/d$ в d . Если в соотношении $R_1 = R_2 R_4 / R_3$ сопротивления R_2 и R_4 являются постоянными, а сопротивление R_3 изменяется пропорционально отношению $1/d$, то серводвигатель отработает сопротивление R_1 , пропорциональное d . Действительно, пусть $R_2 R_4 = k_{24}$, а $R_3 = k_3/d$;

тогда

$$R_1 = \frac{k_{24}}{k_3} d = k_1 d,$$

где $k_1 = \frac{k_{24}}{k_3}$.

Рассмотрим вторую схему, с помощью которой определяется катет прямоугольного треугольника по известным гипотенузе и катету. Из треугольника (фиг. 2. 56, а) со сторонами x , y и z определяем z^2 как

$$z^2 \leq x^2 - y^2 = (x + y)(x - y).$$

Сумма $x + y$ и разность $x - y$ с дифференциалов схемы (фиг. 2. 56, б) поступают на перемещения движков реостатов R_1 и R_3 . Величины сопротивлений R_2 и R_4 двух других противоположных плеч моста устанавливаются серводвигателем.

При осуществлении баланса $R_1 R_3 = R_2 R_4$ или $z^2 = (x + y)(x - y)$ угол поворота серводвигателя будет пропорционален величине z , т. е. искомому катету.

На фиг. 2. 57, а изображена схема, при помощи которой осуществляется решение формулы

$$\epsilon = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}.$$

В плечи моста включают сопротивления по способу, указанному на фиг. 2. 57, б. Так как за начало отсчета x взята средняя точка сопротивления R_0 , то сопротивление по одну сторону движка будет

$$\frac{R_0}{2} + \frac{R_0}{2} x = \frac{R_0}{2} (1 + x),$$

а по другую сторону

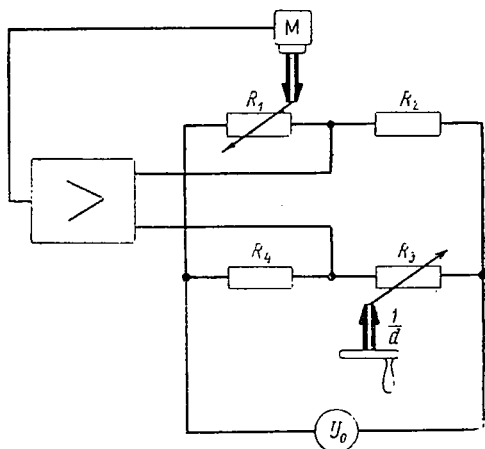
$$\frac{R_0}{2} - \frac{R_0}{2} x = \frac{R_0}{2} (1 - x).$$

Полное сопротивление параллельной цепи получим как

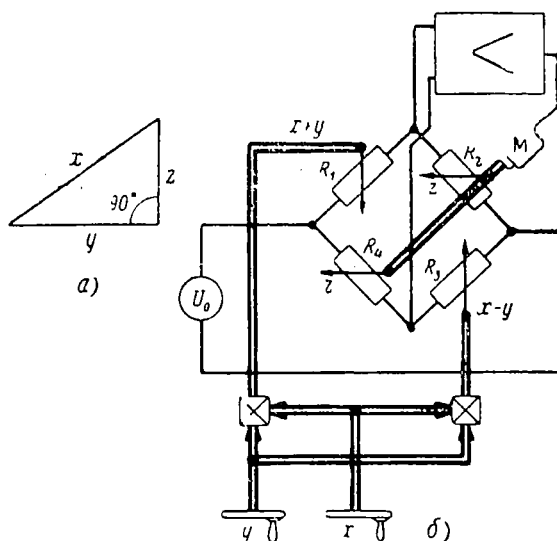
$$R_x = \frac{R_0}{4} (1 - x^2). \quad (2. 87)$$

Таким образом, сопротивление плеча мостовой схемы (фиг. 2. 57, а), состоящего из трех последовательно соединенных сопротивлений, будет равно

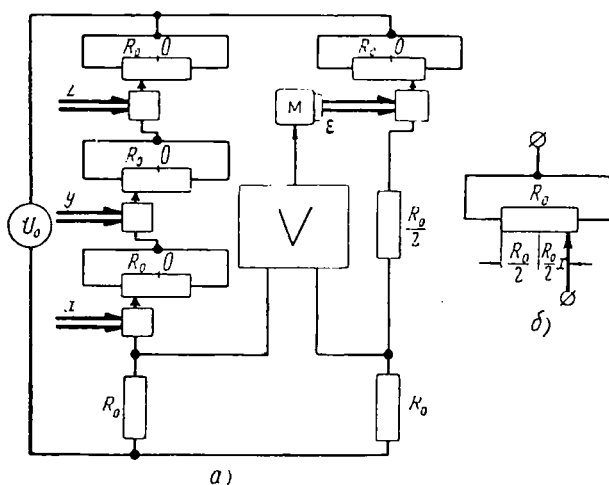
$$R_\epsilon = \frac{R_0}{4} (1 - x^2) + \frac{R_0}{4} (1 - y^2) + \frac{R_0}{4} (1 - z^2)$$



Фиг. 2. 55. Мостовая схема, преобразующая отношение $1/d$ в d .



Фиг. 2.56. Мостовая схема, определяющая катет прямоугельного треугольника.



или

$$R_{\epsilon} = 3 \frac{R_0}{4} - (x^2 + y^2 + z^2) \frac{R_0}{4}.$$

Пусть

$$\epsilon^2 = x^2 + y^2 + z^2.$$

Тогда

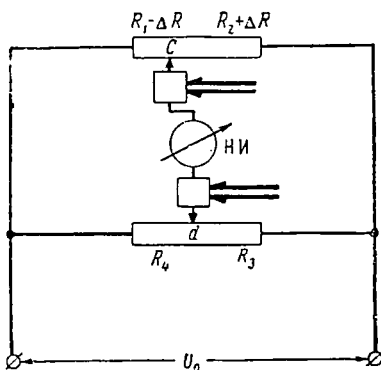
$$R_{\epsilon} = 3 \frac{R_0}{4} - \epsilon^2 \frac{R_0}{4} = \frac{R_0}{2} + \frac{R_0}{4} (1 - \epsilon^2). \quad (2.88)$$

Полученное выражение показывает, что если во второе плечо мостовой схемы включить постоянное сопротивление $R_0/2$ и сопротивление R_0 по рассмотренному выше способу, причем движок будет перемещаться серводвигателем по ϵ , то ϵ будет равен

$$\epsilon = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}.$$

Потенциометрические мостовые схемы

В реостатной мостовой схеме сопротивление каждого плеча может изменяться независимо от сопротивлений других плеч. В потенциометрической мостовой схеме изменение сопротивления одного плеча связано с соответствующим изменением сопротивления смежного плеча. Например, при перемещении движка слева направо по верхнему потенциометру (фиг. 2.58) увеличивается сопротивление левого плеча и точно на такую же величину уменьшается сопротивление правого. Одновременное изменение сопротивлений в двух смежных плечах потенциометрической мостовой схемы увеличивает ее чувствительность. Для сравнения чувствительности реостатной и потенциометрической схем произведем следующие расчеты.



Фиг. 2.58. Потенциометрическая мостовая схема.

В реостатной мостовой схеме при разомкнутой диагонали индикатора токи в ветвях можно определить по формулам:

$$i_1 = i_2 = \frac{U_0}{R_1 + R_2};$$

$$i_3 = i_4 = \frac{U_0}{R_3 + R_4}.$$

Разность потенциалов точек c и d (см. фиг. 2.51), к которым подключается индикатор, может быть определена как

$$U_{cd} = R_1 i_1 - R_4 i_4$$

или

$$U_{cd} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_0. \quad (2.89)$$

Предположим, что вследствие перемещения движка сопротивление плеча возросло с R_1 до $R_1 + \Delta R$. В целях упрощения выводов примем, что $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$; тогда

$$U_{cd} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} U_0.$$

Пренебрегая в знаменателе членом $2\Delta R$, так как $\Delta R \ll R$, получим

$$U_{cd} = \frac{\Delta R}{4R} U_0. \quad (2.90)$$

Разность потенциалов U_{cd} потенциметрической схемы определяется аналогичным образом. Однако в этой схеме следует заменить не только R_1 на $R_1 + \Delta R$, но и R_2 на $R_2 - \Delta R$ (см. фиг. 2.58). После подстановки указанных сопротивлений в выражение (2.89) будем иметь

$$U_{cd} = \frac{\Delta R}{2R} U_0. \quad (2.91)$$

Полученные выражения (2.90) и (2.91) показывают, что чувствительность потенциметрической мостовой схемы в 2 раза выше чувствительности реостатной схемы.

Потенциометрическая мостовая схема для сложения. Принципиальная потенциметрическая схема сложения изображена на фиг. 2.59. Слагаемое y вводится на перемещение движка c , скользящего по сопротивлению R_{n1} . Слагаемое x вводится одновременно на перемещения двух движков, перемещающихся по двум равным сопротивлениям R_0 . Эти сопротивления включены так, что при вводе слагаемого x сопротивление левого плеча будет равно R_x , а сопротивление правого плеча будет равно разности $R_0 - R_x$. Равновесное состояние схемы достигается путем соответствующей установки движка d , скользящего по сопротивлению R_{n2} .

Составим отношения сопротивлений плеч моста:

$$\frac{R_x + R_y}{R_z} = \frac{R_{n1} - R_y + R_0 - R_x}{R_{n2} - R_z},$$

откуда

$$R_z = \frac{R_{n2}}{R_{n1} + R_0} (R_x + R_y) = k_z (R_x + R_y), \quad (2.92)$$

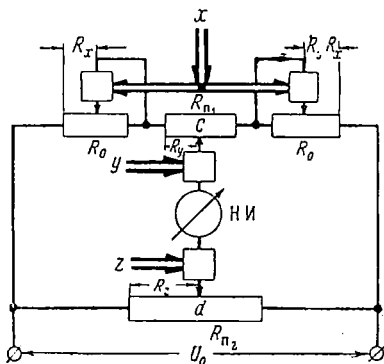
где $k_z = \frac{R_{n2}}{R_{n1} + R_0}$ — коэффициент пропорциональности.

Если сопротивления R_x , R_y и R_z пропорциональны соответствующим величинам x , y и z , то

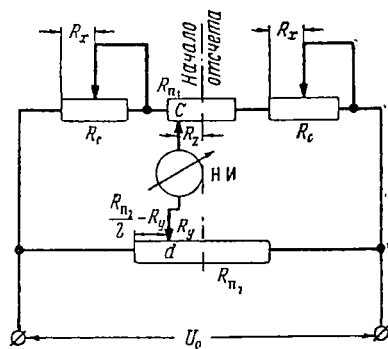
$$z \equiv (x + y). \quad (2.93)$$

Эта схема позволяет суммировать знакопеременные величины, если в отсчетных устройствах предусмотреть средние точки, относительно которых будут учитываться знаки слагаемых.

Потенциометрическая мостовая схема для умножения. Принципиальная потенциометрическая схема для умножения изображена на фиг. 2. 60. Один из сомножителей поступает одновременно на перемещение двух движков одинаковых сопротивлений R_0 , благодаря чему в обоих плечах схемы вводятся равные сопротивления R_x . Второй сомножитель поступает на перемещение движка d . Перемещение движка c будет пропорционально



Фиг. 2. 59. Потенциометрическая мостовая схема для сложения.



Фиг. 2. 60. Потенциометрическая мостовая схема для умножения.

произведению при условии, если схема будет находиться в состоянии равновесия. Составим отношения сопротивлений плеч моста:

$$\frac{R_x + \frac{R_{n1}}{2} - R_z}{\frac{R_{n2}}{2} - R_y} = \frac{R_z + \frac{R_{n1}}{2} + R_x}{R_y + \frac{R_{n2}}{2}}$$

Решая относительно R_z , получим

$$R_z = \frac{2}{R_{n2}} R_y \left(R_x + \frac{R_{n1}}{2} \right) = k_z R_y R'_x, \tag{2.94}$$

где $k_z = \frac{2}{R_{n2}}$

и

$$R'_x = R_x + \frac{R_{n1}}{2}$$

или

$$R_x = R'_x - \frac{R_{n1}}{2}$$

Если $R_y \equiv y$; $R'_x \equiv x$; $R_z \equiv z$, то $z \equiv xy$.

Следует иметь в виду, что множитель x не может иметь нулевое значение, так как из соотношения $x \equiv R_x + \frac{R_{n1}}{2}$ видно, что при $R_x = 0$ множитель x будет пропорционален $\frac{R_{n1}}{2}$ и, следовательно,

не может быть равным нулю. Определим минимальное значение множителя x . При установке движков c и d в крайние левые положения и при вводе максимальной величины x определим величины добавочных сопротивлений R_d , которые надлежит включить по обе стороны от сопротивления R_{n2} (фиг. 2.61):

$$\frac{(R_x)_{\max}}{R_d} = \frac{R_{n1} + (R_x)_{\max}}{R_{n2} + R_d},$$

откуда

$$R_d = \frac{(R_x)_{\max} R_{n2}}{R_{n1}}. \quad (2.95)$$

Фиг. 2.61. Потенциометрическая мостовая схема для умножения.

При введении минимального значения x ($R_x = 0$) и максимального значения y движок c будет расположен на некотором расстоянии от нулевой линии, делящей сопротивление R_{n1} на две равные части. Это сопротивление R_z может быть найдено из соотношений

$$\frac{\frac{R_{n1}}{2} - R_z}{R_d} = \frac{\frac{R_{n1}}{2} + R_z}{R_{n2} + R_d},$$

откуда находим

$$R_z \left(\frac{x_{\min}}{y_{\max}} \right) = \frac{R_{n1} R_{n2}}{2(R_{n2} + 2R_d)}.$$

Найденному сопротивлению будет соответствовать величина z (при x_{\min}):

$$z_{(\text{при } x_{\min})} = \frac{R_z \left(\frac{x_{\min}}{y_{\max}} \right)^{z_{\max}}}{\frac{R_{n1}}{2}}.$$

Так как

$$z_{(\text{при } x_{\min})} = x_{\min} y_{\max},$$

то отсюда находим

$$x_{\min} = \frac{z_{(\text{при } x_{\min})}}{y_{\max}}. \quad (2.96)$$

Мостовые функциональные преобразователи с линейными сопротивлениями

Решение функциональных зависимостей посредством мостовых схем связано с использованием функциональных сопротивлений. При этом возникают трудности производственного характера, связанные с изготовлением функциональных сопротивлений с надлежащей точностью. Однако некоторые функциональные зависимости вида x^2 , \sqrt{x} , $1/x$ и некоторые другие могут быть воспроизведены мостовой схемой с использованием только линейных сопротивлений. Некоторые функциональные зависимости могут быть решены приближенно, но с достаточной степенью точности. В этом случае заданная функция $z=f(x)$ заменяется новой функцией $z_m=f_m(x)$, которая может быть воспроизведена мостовой схемой. При этом на всем диапазоне изменения аргумента x разность функций, равная $\Delta z = z - z_m$, не должна превышать допустимую погрешность δ .

Рассмотрим 12 мостовых схем с различным включением линейных сопротивлений в плечи моста. На фиг. 2.62 для каждой мостовой схемы приведены две функциональные зависимости, из которых первая воспроизводится схемой, изображенной непосредственно на фигуре, а вторая — схемой, в которую следует включить сопротивления плеч по способу, изображенному на фиг. 2.63. По этому способу включаются только те сопротивления плеч, движки которых перемещаются по x . В этом сопротивлении клеммы a и b служат для включения сопротивления в плечо моста. Закон изменения сопротивления R_{ab} , измеренного на клеммах a и b , в зависимости от аргумента x определяется как

$$R_{ab} = \frac{xR_0(1-x)R_0}{xR_0 + (1-x)R_0} = x(1-x)R_0. \quad (2.97)$$

В качестве примера рассмотрим первую схему, изображенную на фиг. 2.62. Если сопротивление плеча, величина которого изменяется пропорционально x , включить по способу, изображенному на фиг. 2.63, то отношение сопротивлений плеч моста будет иметь вид

$$\frac{a_1}{1} = \frac{z_m}{x(1-x)}.$$

Отсюда находим

$$z_m = a_1 x (1-x). \quad (2.98)$$

Здесь сопротивление R_0 сократилось, так как на схеме указаны сопротивления в долях от R_0 , например, единичное сопротивление означает, что оно равно R_0 . Так же вычисляются функциональные зависимости и для остальных схем, изображенных на фиг. 2.62.

При приближенном воспроизведении функции простейшим методом определения омических сопротивлений мостовой схемы и масштабных коэффициентов является графический способ. Однако

При включении сопротивлений, указанных на схемах

$$z_M = a_1 x$$

$$z_M = \frac{a_1}{x}$$

$$z_M = \frac{a_1}{x} - a_2$$

$$z_M = \frac{a_1 x^2}{a_2 + x}$$

$$z_M = \frac{a_1 + x}{a_2 - x}$$

$$z_M = \frac{a_1 + x}{a_2 + x}$$

$$z_M = \frac{a_1 - x}{a_2 - x}$$

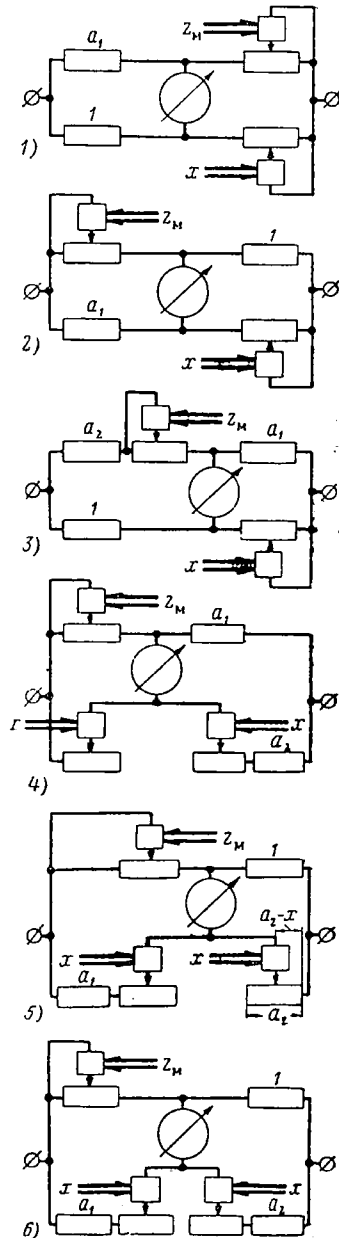
$$z_M = \frac{a_1 - x}{a_2 + x}$$

$$z_M = a_1 x^2$$

$$z_M = a_1 x^2 - a_2$$

$$z_M = \frac{x^2}{a_1 - x}$$

$$z_M = \sqrt{x}$$



Фиг. 2.62. Функциональные зависимости, воспроизводимые мостовыми

При включении сопротивлений, указанных на фиг. 263

$$z_M = a_1 x (1-x)$$

$$z_M = \frac{a_1}{x(1-x)}$$

$$z_M = \frac{a_1}{x(1-x)} - a_2$$

$$z_M = \frac{a_1 x (1-x)}{a_2 + x (1-x)}$$

$$z_M = \frac{a_1 + x (1-x)}{a_2 - x}$$

$$z_M = \frac{a_1 + x (1-x)}{a_2 + x (1-x)}$$

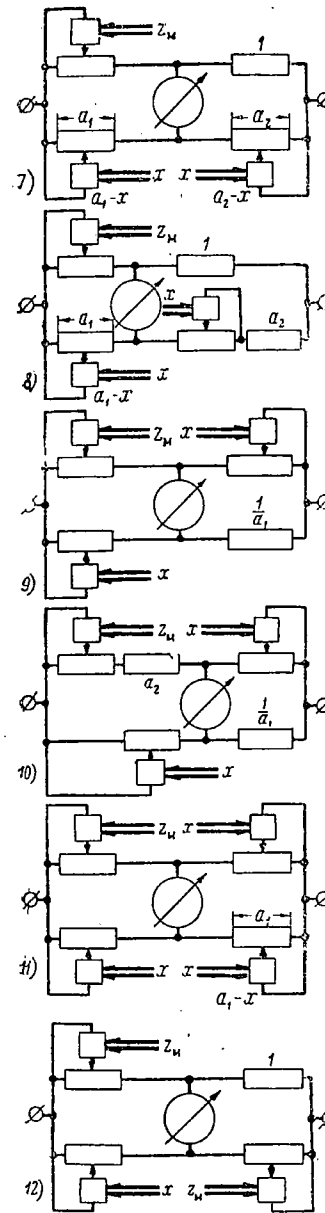
$$z_M = \frac{a_1 - x}{a_1 + x (1-x)}$$

$$z_M = a_1 [x(1-x)]^2$$

$$z_M = a_1 [x(1-x)]^2 - a_2$$

$$z_M = \frac{[x(1-x)]^2}{a_1 - x}$$

$$z_M = \sqrt{x(1-x)}$$



схемами при различных способах включения сопротивлений плеч моста.

он не дает точных результатов, так как вычерчивание заданного и воспроизводимого графиков и их сравнение могут быть выполнены в лучшем случае с погрешностью $1-2\%$.

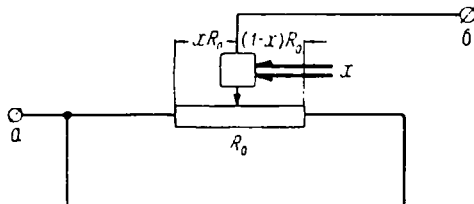
С большей точностью определяются параметры мостовой схемы по методу аппроксимации. Этот метод заключается в том, что составляется система алгебраических уравнений путем подстановки в выражение разности функций $z(x_i) - z_m(x_i)$ значений x_i , для которых предполагается совпадение функций z и z_m . Таким образом, для значений x_i , при которых совпадают функции z и z_m , разность функций будет равна:

$$z(x_i) - z_m(x_i) = 0; \quad (2.99)$$

для всех других значений x_i будем иметь

$$z(x_i) - z_m(x_i) = \Delta z,$$

Фиг. 2.63. Один из способов включения сопротивления в плечо мостовой схемы.



причем разность Δz не должна превосходить заданную погрешность δ . Количество уравнений вида (2.99) составляется в соответствии с количеством неизвестных параметров, входящих в выражение $z_m(x_i)$. В результате совместного решения полученной системы уравнений определяются неизвестные параметры мостовой схемы.

Для иллюстрации метода аппроксимации рассмотрим пример воспроизведения функции $z = \frac{1}{\cos \varphi}$ с погрешностью, не превосходящей 1%. Пределы изменения аргумента $\varphi = 0 \div 1$ рад. Надлежит составить схему моста и определить масштабные коэффициенты и величины линейных сопротивлений. График функций $z = \frac{1}{\cos \varphi}$ для $\varphi = 0 \div 1$ рад. изображен на фиг. 2.64. Наиболее подходящей аппроксимирующей функцией, которая может быть воспроизведена мостовой схемой, является

$$z_m = \frac{a}{a - \varphi^2}.$$

Эта функция при определенном значении коэффициента a незначительно отличается от заданной функции. Например, при $\varphi = 1$ рад. функция $z = \frac{1}{\cos \varphi} = 1,8501$; из уравнения $\frac{a}{a-1} = 1,8501$ определяется коэффициент $a = 2,184$. Таблицы, приведенные в конце примера, показывают, что действительно, функция $z_m = \frac{2,184}{2,184 - \varphi^2}$ мало отличается от заданной функции $z = \frac{1}{\cos \varphi}$.

На фиг. 2.65 приведена мостовая схема, посредством которой воспроизводится функция z_m . В этой схеме сопротивление R_2' имеет начало отсчета угла φ в средней части, вследствие чего движок перемещается только по одной половине

этого сопротивления. Так как R_3' включено по схеме, изображенной на фиг. 2.57, б, то его полное сопротивление будет равно:

$$R_{a\sigma} = \frac{R_0}{4} (1 - x^2).$$

Если сопротивления плеч моста равны:

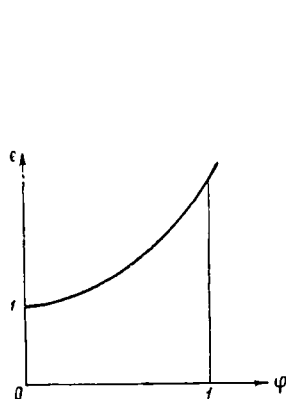
$$R_1 = R_0\varepsilon,$$

$$R_2 = R_0,$$

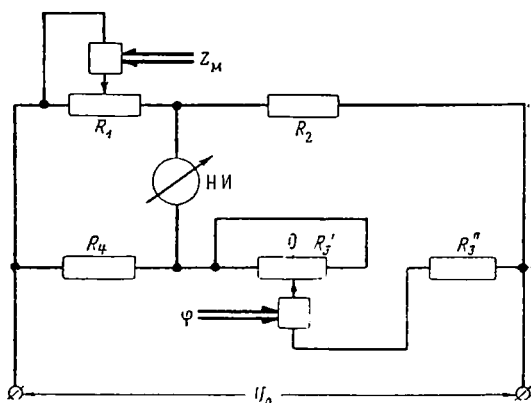
$$R_3' = \frac{R_0}{4} (1 - x^2),$$

$$R_3'' = R_0a,$$

$$R_4 = R_0a,$$



Фиг. 2.64. График функ-
ции $\frac{1}{\cos \varphi}$.



Фиг. 2.65. Мостовая схема.

то из соотношения

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_3''}$$

найдем

$$\varepsilon = \frac{4a}{4a + 1 - x^2}.$$

Если ε и x пропорциональны величинам z_M и φ , т. е.

$$z_M = k_1\varepsilon,$$

$$\varphi = k_2x,$$

то

$$z_M = \frac{4ak_1}{4a + 1 - \frac{\varphi^2}{k_2^2}}.$$

В полученном уравнении неизвестными параметрами схемы являются коэффициенты k_1 , k_2 и a . Если использована вся половина сопротивления R_3' при

Таблиця 2.2

 $k_1=1,8501$

φ (рад.)	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$z = \frac{1}{\cos \varphi}$	1	1,005	1,0202	1,0467	1,0856	1,1396	1,2117	1,3069	1,4356	1,6061	1,8501
$z_M = 1,8501 \frac{1,184}{2,184 - \varphi^2}$	1	1,0046	1,0187	1,0431	1,0793	1,1297	1,1981	1,2904	1,4164	1,5853	1,8501
$\Delta z = z - z_M$	—	0,0004	0,0015	0,0036	0,0063	0,0099	0,0136	0,0165	0,0192	0,0208	—
$\delta \% = \frac{\Delta z}{z_{\max}} 100$	—	0,022	0,086	0,194	0,340	0,535	0,735	0,892	1,037	1,125	—

Таблиця 2.3

 $k_1=1,86$

φ (рад.)	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$z = \frac{1}{\cos \varphi}$	1	1,005	1,0202	1,0467	1,0856	1,1396	1,2117	1,3069	1,4356	1,6061	1,8501
$z_M = 1,86 \frac{1,184}{2,184 - \varphi^2}$	1,005	1,012	1,0261	1,05	1,086	1,1386	1,2061	1,3	1,4250	1,601	1,86
$\Delta z = z - z_M$	-0,005	-0,007	-0,0059	-0,0033	-0,0004	0,0016	0,0057	0,0069	0,0106	0,0051	-0,0099
$\delta \% = \frac{\Delta z}{z_{\max}} 100$	-0,27	-0,378	-0,319	-0,178	-0,0022	0,086	0,308	0,373	0,573	0,275	-0,535

вводе аргумента в пределах от 0 до 1 рад., то коэффициент $k_2=1$. Окончательное выражение функции z_M будет иметь вид

$$z_M = \frac{4ak_1}{4a + 1 - \varphi^2},$$

в котором надлежит определить только коэффициенты k_1 и a . Для определения этих коэффициентов необходимо составить два уравнения, в связи с чем следует задаться двумя значениями аргумента, при которых функции z и z_M совпадают, и разности функций будут равны нулю, т. е.

$$z(\varphi_i) - z_M(\varphi_i) = 0.$$

Если задаться значениями аргумента $\varphi_1=0$ и $\varphi_2=1$ рад., то будем иметь следующее уравнение:

$$1 - \frac{4ak_1}{4a + 1} = 0;$$

$$1,8501 - k_1 = 0,$$

откуда находим

$$k_1 = 1,8501 \text{ и } a = 0,296.$$

Для проверки точности воспроизведения функции составим таблицу (табл. 2.2).

Эта таблица показывает, что относительная погрешность δ , с которой воспроизводится функция z_M мостовой схемы с линейными сопротивлениями, превышает заданную погрешность в 1% для значений аргумента φ 0,8 и 0,9 рад.

При рассмотрении абсолютных значений ошибок Δz оказывается, что все они одного знака. Однако если взять большее значение коэффициента k_1 , например $k_1=1,86$, то функция z_M будет иметь несколько большие значения. Это приведет к тому, что абсолютные ошибки будут иметь два знака, а относительная погрешность уменьшится до величины 0,6%.

Результаты вторичного расчета для коэффициента $k_1=1,86$ приведены в табл. 2.3

Сопротивление R_0 выбирается по допустимой плотности тока.

§ 12. Конструкции потенциометров

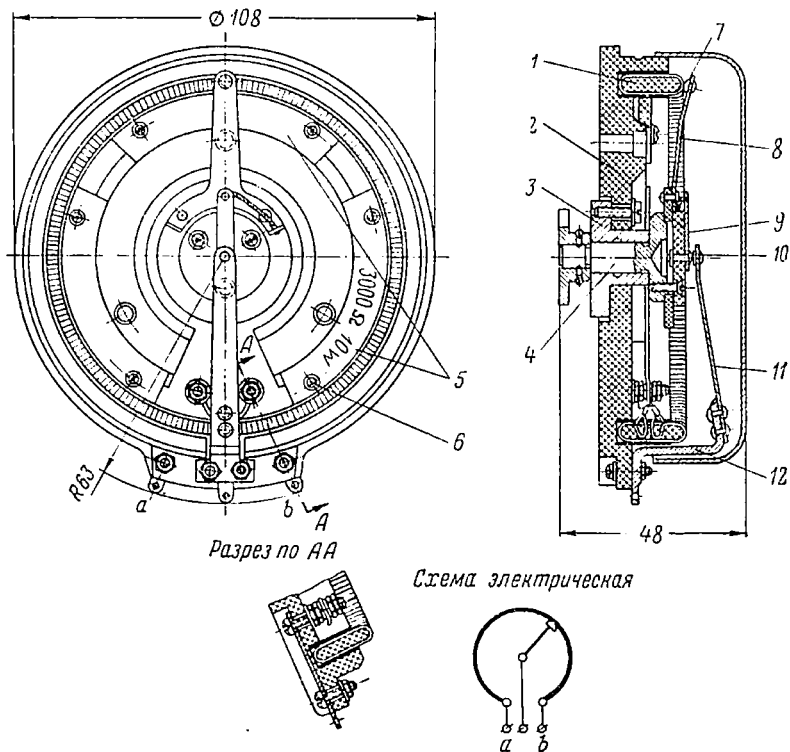
Основные элементы потенциометра — каркас с проволокой, движок и токосъемное устройство — имеют различное конструктивное оформление.

Ознакомиться со всеми существующими конструкциями потенциометров с непрерывной намоткой не представляется возможным. Поэтому ограничимся рассмотрением четырех типов потенциометров, представляющих интерес с точки зрения конструктивного оформления как элементов, так и потенциометров в целом.

Рассмотрим также конструкцию декадного потенциометра, методика расчета сопротивлений которого нами не рассматривалась ввиду ее простоты.

Потенциометры с непрерывной намоткой. На фиг. 2.66 приведена конструкция линейного потенциометра с сопротивлением 3000 ом и с рассеиваемой мощностью 10 вт. Каркас 1 представляет собой пресованный тороид из карболита, на который наматывается константановая проволока в эмалевой изоляции. В некоторых конструкциях тороид изготавливается из алюминия и покрывается изоляционным лаком. Тороид в карболитовом корпусе 2

закрепляется тремя вкладышами 5 со скосом. При ввертывании крепящих винтов 6 вкладыш упирается во внутреннюю боковую поверхность тороида и прижимает его к корпусу. На конце движка 8 приклепывается серебряный контакт 7, который скользит по виткам каркаса при вращении валика 4 в стальной втулке 3. Электрическое напряжение с потенциометра снимается посредством токосъемной



Фиг. 2.66. Потенциометр с непрерывной намоткой.

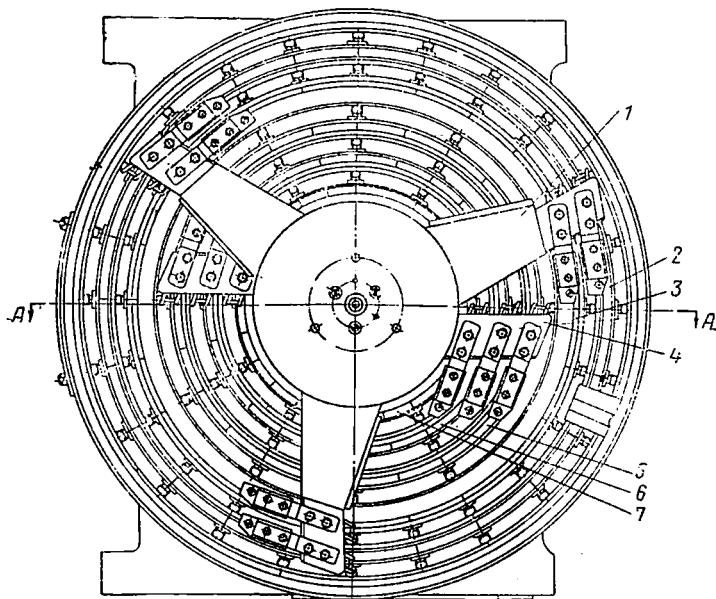
пружины 11, прижимающей своим контактом 10 к пластинке 9, укрепленной на втулке вращающегося валика. Пластинка 9 и движок 8 соединены проводом. Точка соприкосновения контакта токосъемной пружины 11 и пластинки 9 совпадает с осью вращения валика 4, благодаря чему силовой момент, необходимый для преодоления силы трения контактов, будет иметь весьма малую величину.

Вследствие давления контакта 7 на каркас 1 с усилием 30—50 г к валику потенциометра необходимо приложить вращающий момент, не превышающий 40 Гдм. Питающее напряжение подводится к потенциометру посредством пластин *a* и *b*. Кронштейн 12 служит основанием для крепления токосъемной пружины 11. Потенциометр

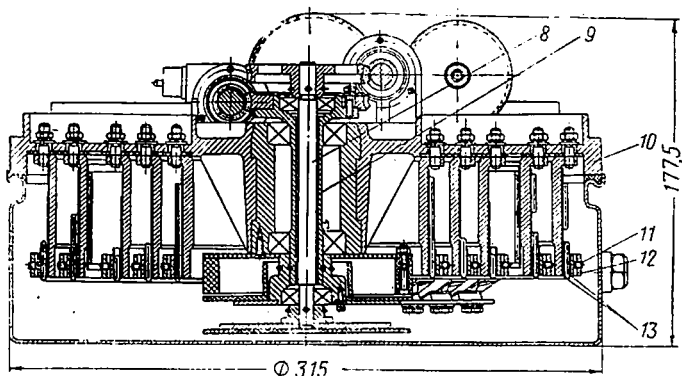
крепится тремя винтами, для которых в корпусе имеются соответствующие отверстия.

Блок потенциометров с волнообразными каркасами изображен на фиг. 2.67. В литом корпусе 10 концентрически расположено пять

Вид со снятым кожухом



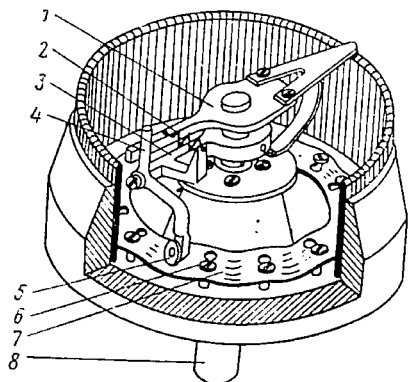
Разрез по АА



Фиг. 2.67. Потенциометр с волнообразными каркасами.

установочных стаканов с каркасами. Каждый каркас к соответствующему стакану крепят 24 упорными винтами 11, ввернутыми в стальное кольцо 12. Чтобы в процессе совмещения отметок каркаса с контрольными рисками на стакане не повредить и не замкнуть накоротко

витки, с обеих сторон каркаса устанавливают тонкие текстолитовые прокладки 13; зазоры между каркасами и установочными стаканами на чертеже не указаны. Движки потенциометров укрепляются на двух траверсах. Траверса 1, имеющая угол поворота около 120° , несет три плеча. На каждом плече укрепляются два движка, которые скользят по каркасам, прикрепленным к установочным стаканам 2 и 3. Так как на этих стаканах укрепляется шесть каркасов (по три каркаса на стакане), то при их помощи воспроизводится шесть функциональных зависимостей. К траверсе 4, имеющей угол поворота около 180° , прикреплено по три движка с каждой стороны, которые скользят по каркасам, прикрепленным к установочным стаканам 5, 6 и 7; на этих стаканах укрепляется шесть каркасов (по два каркаса на стакане), при помощи которых воспроизводится еще шесть функциональных зависимостей.



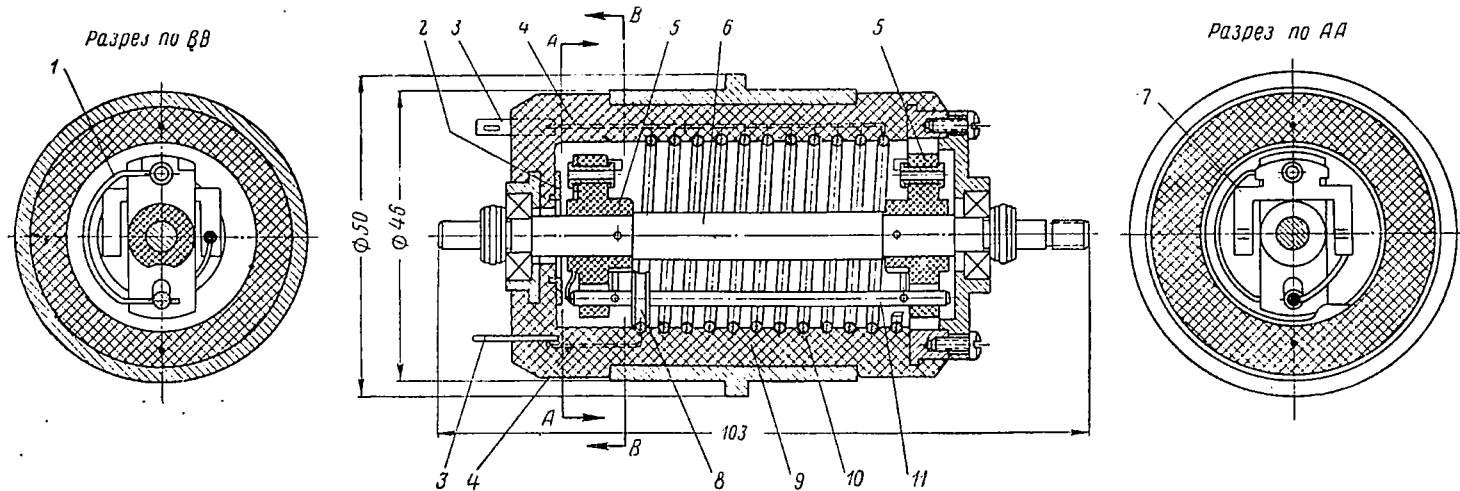
Фиг. 2. 68. Потенциометр с коррек-
турным кольцом.

К боковым сторонам установочных стаканов 2 и 3, кроме каркасов потенциометров, прикреплены каркасы с дополнительными постоянными сопротивлениями. Траверса 1 вращается от центрального валика 8, а траверса 4—от втулки 9. В связи с тем, что траверсы не имеют полного оборота, напряжения снимаются посредством проводов (не указанных на фигуре). Блок потенциометров заливают минеральным маслом, вследствие чего значительно улучшаются условия работы контактов, так как уменьшается их износ, и образующаяся при работе контактов металлическая пыль оседает на дно блока, исключая возможность закорачивания соседних витков. Давление движков на обмотки каркасов допускается 50—60 г.

Потенциометр с корректурным кольцом изображен на фиг. 2. 68.

Валик 8 жестко связан с водилом 3, на конце которого вращается поводок 4 с роликом 5.

Движок 1 вращается свободно на валике 8 и благодаря пружине 2 постоянно прижимается к поводку 4, который упирается роликом в корректурное кольцо 7. Валик 8 через поводок 4 передает вращение движку 1. Если поводок 4 повернуть относительно своей оси, то движок дополнительно повернется относительно валика 8. Это относительное вращение движка осуществляется благодаря корректурному кольцу 7, которое входит в выточки головок установочных винтов 6. Любой из участков корректурного кольца можно под-



Фиг. 2. 69. Линейный спиральный потенциометр на 10 оборотов.

нять или опустить путем вращения соответствующего установочного винта.

Если при заданном угле поворота валика сопротивление потенциометра не соответствует расчетному вследствие неправильного распределения сопротивления на каркасе, то путем подгиба корректурного кольца можно получить дополнительный поворот движка относительно валика и, следовательно, установить движок в такое положение, при котором сопротивление потенциометра будет равно расчетному. Точность потенциометра с корректурным кольцом может достигать 0,05%.

Линейный спиральный потенциометр на 10 оборотов изображен на фиг. 2. 69. Высокоомную проволоку в эмалевой изоляции наматывают на медную проволоку 10 диаметром 2 мм, изогнутую по винтовой спирали с постоянным шагом. В карболитовом корпусе 9 имеется спиральное углубление для установки указанной спирали. По виткам спирали катится ролик 8, свободно сидящий на направляющем валике 11. Этот направляющий валик укрепляется в двух втулках 5, жестко закрепленных на ведущем валике 6.

Нажим ролика на спираль осуществляется двумя пружинами 1, у которых одни концы укрепляются во втулках 5, а другие — в отверстиях направляющего валика 11. Съем напряжения со спирального потенциометра осуществляется посредством щетки 7, укрепленной на одной из втулок 5. Эта щетка касается токосъемного кольца 2, установленного в корпусе 9. Питательное напряжение подается на контактные лепестки 3, которые посредством проводов 4, запрессованных в карболитовый корпус, связаны с началом и концом проволоочного сопротивления. Точность ввода аргумента x может быть высокой, так как полный ход ролика по спирали осуществляется за 10 оборотов ведущего валика потенциометра. Достоинствами спирального потенциометра являются малые габариты и достаточно высокая точность в воспроизведении линейной зависимости 0,03—0,05%.

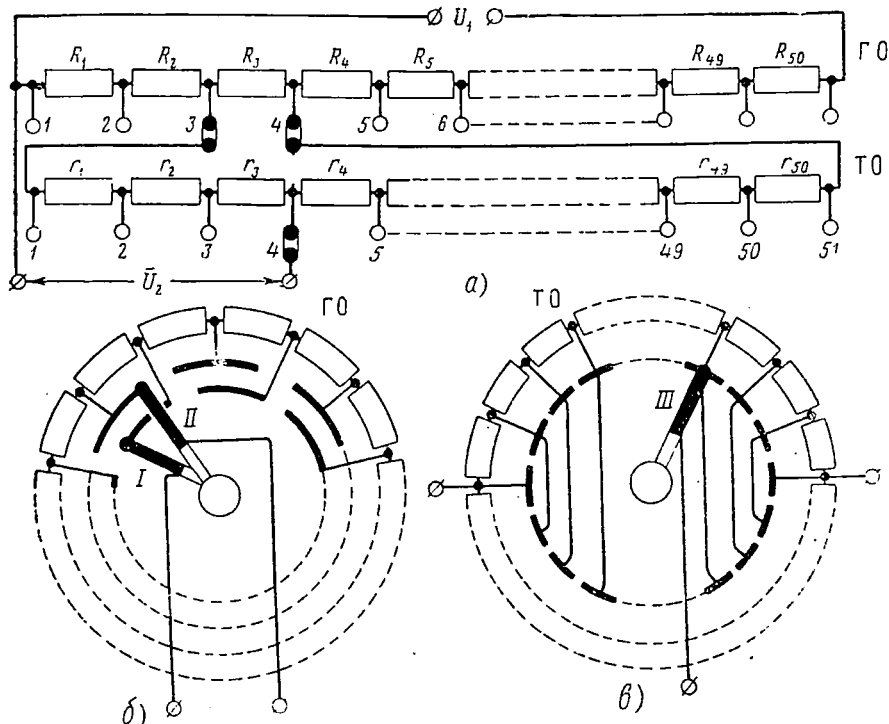
Ламельный потенциометр. В настоящее время ламельные потенциометры практически применяют мало, так как они сложны в производстве, громоздки и требуют большого вращающего момента. Однако для ознакомления с принципом работы ламельного потенциометра рассмотрим схему и конструкцию декадного потенциометра, имеющего 50 секций грубого отсчета и 50 секций точного.

При указанных числах секций потенциометр имеет 2500 фиксированных точек.

По ламелям секций грубого отсчета перемещаются две щетки I и II, посредством которых напряжение подается на секции точного отсчета (фиг. 2. 70, а и б).

Щетка I грубого отсчета перемещается только по нечетным ламелям, а щетка II — по четным. Щетка I на следующую нечетную ламель или щетки II на следующую четную ламель переходит тогда,

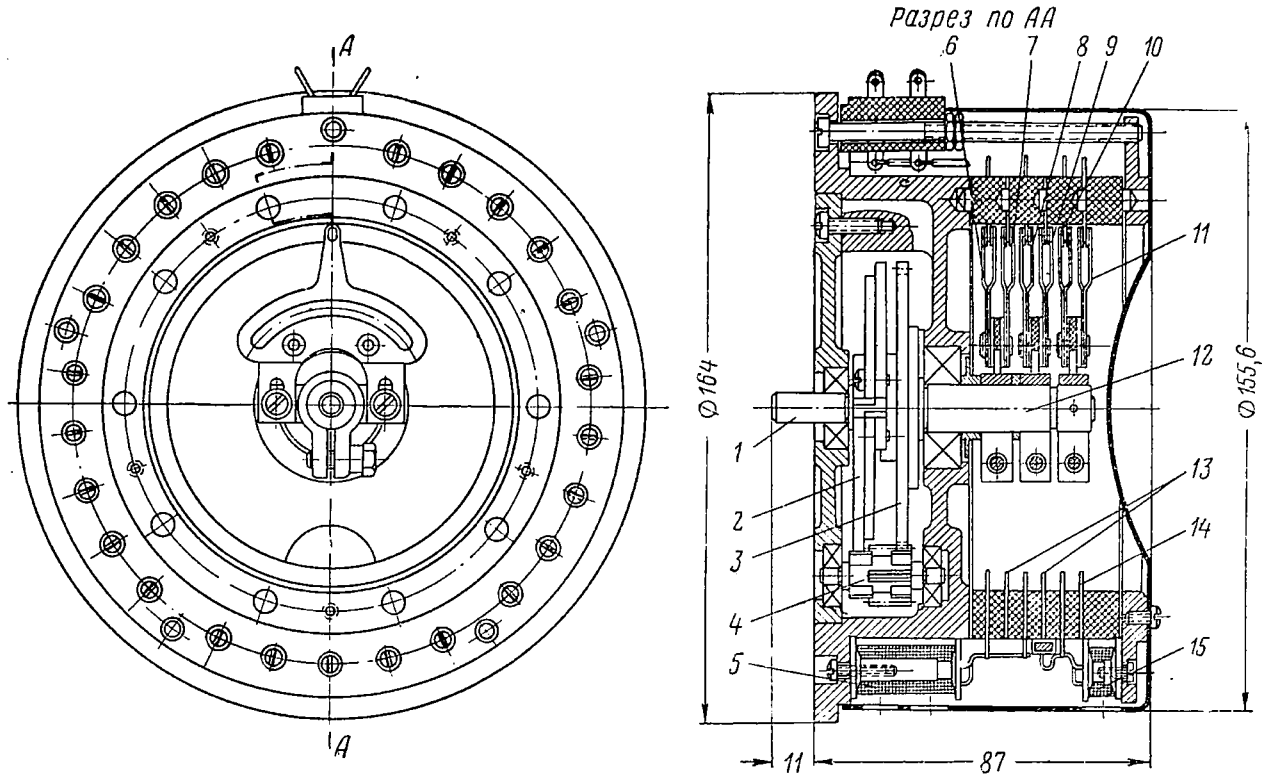
когда щетка *III* находится на 1-й или на 51-й ламели. Чтобы при этом избежать реверсивного движения щетки *III*, точные секции расположены только на половине окружности (фиг. 2.70, *в*), а на второй половине имеются соответствующие выводы от них. При одностороннем вращении щетки *III* по ламелям верхнего полукольца секции вводятся в порядке возрастания номеров, а по ламелям нижнего полукольца — в обратном порядке. Конструкция ламельного потенциометра изображена на фиг. 2.71.



Фиг. 2.70. Схема ламельного потенциометра.

Ведущий валик *1* вращает щетку точной секции по ламелям *10*, к которым припаяны сопротивления, намотанные на катушках *15*. Кольцо *14*, по которому скользит токосъемная щетка *11*, служит для съема напряжения. Щетки грубой секции *8* и *6* укреплены на втулке *12*, жестко связанной с зубчатым колесом *3*. Скачкообразное вращение на зубчатое колесо *3* передается зубчатыми колесами *4* и *2*, последнее из которых жестко связано с валиком *1*. Втулка *12* делает поворот на $7^{\circ},2$ после каждого полуоборота валика *1*. Щетки *7* и *9* с кольцами *13* служат для съема напряжения с грубой секции, сопротивления которой намотаны на катушки *5*.

Максимальный вращающий момент на ведущем валике потенциометра достигает 70 гдм.



Фиг. 2. 71. Конструкция ламельного потенциометра.

Декадный потенциометр может быть не только линейным, но и функциональным, например синусным или косинусным. В этом случае только грубые секции выполняются по закону синуса или косинуса, а точнее выполняются по линейному закону. В этом случае график функции аппроксимируется отрезками прямых.

Глава III

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ (ВТ)

§ 13. Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ)

Вращающийся трансформатор (ВТ) является индукционным счетно-решающим устройством, конструкция которого подобна конструкции асинхронной машины с неявно выраженными полюсами. К первичной обмотке, расположенной на статоре, прикладывается напряжение переменного тока синусоидальной формы. Со вторичной обмотки, расположенной на вращающемся роторе, снимается также напряжение переменного тока, амплитуда которого изменяется по закону синуса или косинуса угла поворота ротора.

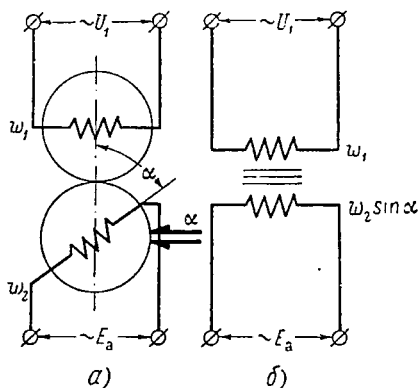
Принципиальная схема вращающегося трансформатора с разомкнутой вторичной цепью изображена на фиг. 2.72, а; первичная (статорная) обмотка имеет число витков ω_1 , а вторичная (роторная) обмотка, повернутая относительно статорной обмотки на угол α , — ω_2 . При приложении к первичной обмотке напряжения U_1 во вторичной обмотке наводится э. д. с. E_a , равная

$$E_a = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sin \alpha. \quad (2.100)$$

При вертикальном расположении обмоток ротора ($\alpha=0$) э. д. с. E_a будет равна нулю, при горизонтальном — э. д. с. будет иметь максимальное значение, равное

$$E_{a \max} = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1}.$$

Если угол поворота ротора отсчитывать от горизонтальной оси, то э. д. с., наводимая во вторичной обмотке, будет изменяться по закону косинуса, т. е.

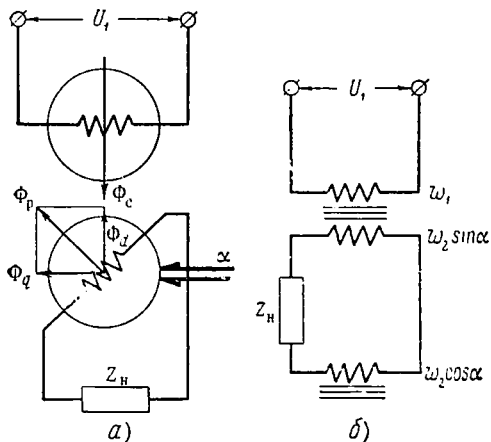


Фиг. 2.72. Схема вращающегося трансформатора с двумя обмотками и его эквивалентная схема.

$$E_b = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \cos \alpha. \quad (2.101)$$

На фиг. 2.72, б изображена эквивалентная схема ВТ, в которой все явления протекают точно так же, как и в действительной схеме, но элементы цепи эквивалентной схемы выделены в отдельные фиктивные обмотки, например, вторичная обмотка в эквивалентной схеме ВТ имеет число витков $\omega_2 \sin \alpha$.

При подключении ко вторичной цепи ВТ сопротивления нагрузки Z_H (фиг. 2.73, а) появится магнитный поток ротора Φ_r . Боковая составляющая Φ_q магнитного потока ротора наводит в нем э. д. с. самондукции, которая будет искажать синусоидальную зависимость напряжения E_a , наводимую магнитным потоком статора Φ_c *



Фиг. 2.73. Схема вращающегося трансформатора с нагрузкой и его эквивалентная схема.

Погрешность в э. д. с. вторичной обмотки от боковой составляющей магнитного потока ротора зависит от отношения сопротивлений $\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_H}$, что непосредственно вытекает из формулы для выходного напряжения электрохимического четырехполюсника:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{х. х}}}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_H}}.$$

Так как в данном случае

$$U_{\text{х. х}} = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sin \alpha,$$

то

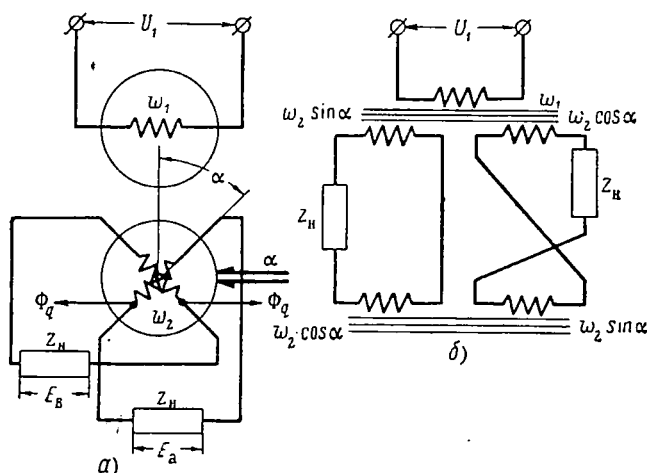
$$U_{\text{вых}} = \frac{U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sin \alpha}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_H}}.$$

* Предполагается, что оси магнитных потоков Φ_c и Φ_r на фиг. 2.73 совпадают с соответствующими осями обмоток.

Таким образом, синусоидальная зависимость напряжения, приложенного к сопротивлению нагрузки, будет воспроизводиться тем точнее, чем меньше отношение $\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}$, т. е. чем больше сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$ по отношению к нестабильному сопротивлению $Z_{\text{вых}}$. Если $Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$, то ток во вторичной цепи будет стремиться к нулю, а следовательно, будет стремиться к нулю и боковая составляющая магнитного потока, искажающая э. д. с. ротора.

Эквивалентная схема ВТ с сопротивлением нагрузки изображена на фиг. 2.73, б.

Первичная обмотка с числом витков ω_1 и вторичная обмотка с числом витков $\omega_2 \sin \alpha$ расположены на продольном трансформаторе. Результирующий магнитный поток продольного трансформатора



Фиг. 2.74. Схема СКВТ со вторичным симметрированием и его эквивалентная схема.

наводит во вторичной цепи синусоидальную э. д. с. Подобно дросселю действует фиктивная обмотка с числом витков $\omega_2 \cos \alpha$, создающая магнитный поток ротора $\Phi_q = \Phi_p \cos \alpha$. Этот магнитный поток наводит во вторичной цепи э. д. с. самоиндукции, искажающую правильную синусоидальную э. д. с. ротора. Компенсация действия потока Φ_q называется симметрированием ВТ.

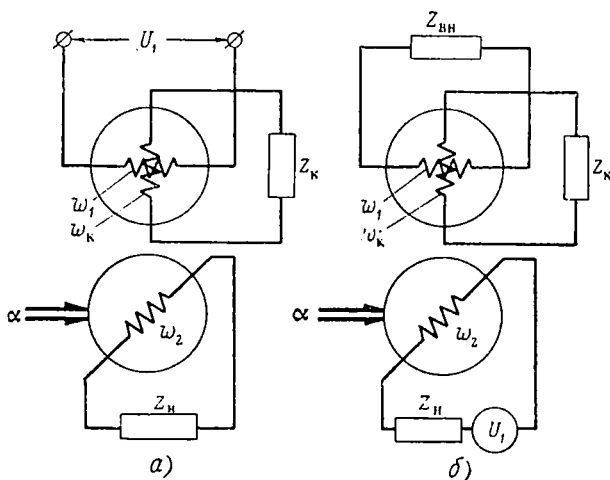
На фиг. 2.74, а изображена схема ВТ со вторичным симметрированием, не имеющая погрешности в э. д. с. вторичной обмотки. В этом вращающемся трансформаторе две перпендикулярно расположенные обмотки ротора наводят два равных боковых магнитных потока, направленных в противоположные стороны, благодаря чему результирующий боковой магнитный поток равен нулю. Равенство боковых магнитных потоков ротора осуществляется при симметричных вторичных цепях, т. е. при равенстве полных сопротивлений как обмоток ротора, так и нагрузок; при этом должны быть одинаковы

и характеры этих сопротивлений. ВТ с двумя вторичными обмотками дает возможность иметь одновременно два напряжения, пропорциональные синусу и косинусу, т. е.

$$E_a = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sin \alpha;$$

$$E_b = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \cos \alpha.$$

На фиг. 2.74, б изображена эквивалентная схема вращающегося трансформатора, имеющего симметричные вторичные цепи. На продольном трансформаторе эквивалентной схемы расположены три обмотки со следующими числами витков: ω_1 , $\omega_2 \sin \alpha$ и $\omega_2 \cos \alpha$.



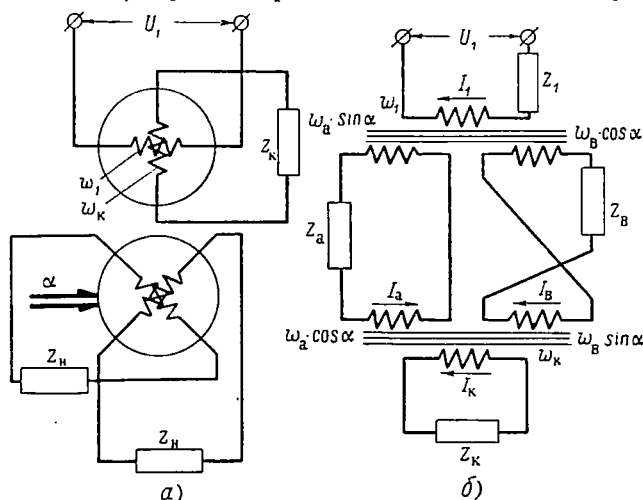
Фиг. 2.75. Схема СКВТ с первичным симметрированием и его эквивалентная схема.

Встречные боковые магнитные потоки создаются двумя фиктивными обмотками с числами витков $\omega_2 \cos \alpha$ и $\omega_2 \sin \alpha$, представляющими собой двухобмоточный дроссель. При симметричных вторичных цепях результирующий боковой магнитный поток вторичных обмоток равен нулю.

Первичное симметрирование цепей ВТ, осуществляемое при двух обмотках на статоре, также дает возможность устранить погрешность ВТ от боковой составляющей магнитного потока ротора. К первичной статорной обмотке (обмотке возбуждения), имеющей число витков ω_1 , прикладывается напряжение U_1 , ко второй статорной обмотке ω_k (квадратурной) подключается сопротивление Z_k (фиг. 2.75, а). Так как ось квадратурной обмотки совпадает с направлением бокового магнитного потока ротора, то последний наводит в ней э. д. с. Магнитный поток квадратурной обмотки, созданный прохождением по ней тока, будет взаимодействовать с бо-

ковым магнитным потоком обмотки ротора. При соответствующем подборе сопротивления Z_k два противоположно направленных боковых потока будут взаимно уничтожаться, вследствие чего продольный магнитный поток обмотки возбуждения будет наводить в роторной обмотке э. д. с. без погрешности.

Чтобы определить величину сопротивления Z_k , воспользуемся принципом взаимности. Согласно этому принципу для исходной схемы ВТ, изображенной на фиг. 2.75, а, можно построить взаимную схему (фиг. 2.75, б) путем перенесения источника напряжения во



Фиг. 2.76. Схема СКВТ с двусторонним симметрированием и его эквивалентная схема.

вторичную цепь ВТ и включения в обмотку возбуждения внутреннего сопротивления $Z_{вн}$. В результате преобразования исходной схемы во взаимную получим, что ток, текущий во вторичной цепи исходной схемы (фиг. 2.75, а), будет равен току, текущему в обмотке возбуждения взаимной схемы (фиг. 2.75, б). Если во взаимной схеме цепь обмотки возбуждения будет симметрична цепи квадратурной обмотки, то получим схему со вторичным симметрированием, не имеющую погрешности, так как результирующий боковой магнитный поток будет равен нулю.

Таким образом, если правильно работает взаимная схема, то в силу равенства токов в исходной и взаимной схемах правильно будет работать исходная схема, т. е. напряжение, приложенное к нагрузке ВТ, будет изменяться в соответствии с законом синуса или косинуса.

Наконец, может быть осуществлена двусторонняя симметрия цепей ВТ. В этом случае как на статоре, так и на роторе размещаются по две взаимно-перпендикулярные обмотки (фиг. 2.76, а). В схеме ВТ с двусторонней симметрией для получения заданной

погрешности как вторичное, так и первичное симметрирование цепей ВТ может осуществляться менее точно, чем при одностороннем симметрировании. Эквивалентная схема с двусторонним симметрированием изображена на фиг. 2. 76, б. Здесь, так же как и в эквивалентной схеме, изображенной на фиг. 2. 74, б, на продольном трансформаторе расположены три обмотки. Поперечный трансформатор, создающий боковые магнитные потоки, имеет также три обмотки, одна из которых является квадратурной.

Сопротивления нагрузок синусной и косинусной обмоток с учетом омических сопротивлений и сопротивлений рассеяний самих обмоток обозначены через Z_a и Z_b , а витки этих обмоток — w_a и w_b .

Чтобы определить основные зависимости СКВТ, составим уравнения напряжений для четырех замкнутых контуров, изображенных на эквивалентной схеме СКВТ (см. фиг. 2. 76, б).

При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа э. д. с. взаимной индукции следует учитывать как соответствующие падения напряжения в контурах. Для контуров с первичной, с косинусной, с синусной и квадратичной обмотками уравнения будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned}
 I_1(Z_1 + jx_0) + I_a \frac{w_a \sin \alpha}{w_1} jx_0 + I_b \frac{w_b \cos \alpha}{w_1} jx_0 &= U_1; \\
 I_b \left[Z_b + jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} + jx_0 \frac{(w_b \sin \alpha)^2}{w_1^2} \right] + I_1 \frac{w_1}{w_b \cos \alpha} \times \\
 \times jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} + I_a \frac{w_a \sin \alpha}{w_b \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} - I_a \frac{w_a \cos \alpha}{w_b \sin \alpha} \times \\
 \times jx_0 \frac{(w_b \sin \alpha)^2}{w_1^2} + I_k \frac{w_k}{w_b \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_b \sin \alpha)^2}{w_1^2} &= 0; \\
 I_a \left[Z_a + jx_0 \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} + jx_0 \frac{(w_a \cos \alpha)^2}{w_1^2} \right] - I_1 \frac{w_1}{w_a \sin \alpha} jx_0 \times \\
 \times \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} + I_b \frac{w_b \cos \alpha}{w_a \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} - \\
 - I_b \frac{w_b \sin \alpha}{w_a \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_a \cos \alpha)^2}{w_1^2} - I_k \frac{w_k}{w_a \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_a \cos \alpha)^2}{w_1^2} &= 0; \\
 I_k \left(Z_k + jx_0 \frac{w_k^2}{w_1^2} \right) + I_b \frac{w_b \sin \alpha}{w_k} jx_0 \frac{w_k^2}{w_1^2} - \\
 - I_a \frac{w_a \cos \alpha}{w_k} jx_0 \frac{w_k^2}{w_1^2} &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.102}$$

В этих формулах через x_0 обозначен реактанс намагничивания первичной обмотки, равный $\frac{\omega w_1^2}{\sqrt{2}R_m}$, где ω — круговая частота

тока, а R_m — магнитное сопротивление магнитопровода ВТ. Полученную систему уравнений можно упростить, если величины, в них входящие, заменить приведенными к первичной обмотке значениями, т. е.

$$\begin{aligned} I'_a &= I_a \frac{\omega_a}{\omega_1}; & E'_a &= E_a \frac{\omega_1}{\omega_a}; & Z'_a &= Z_a \left(\frac{\omega_1}{\omega_a}\right)^2; \\ I'_b &= I_b \frac{\omega_b}{\omega_1}; & E'_b &= E_b \frac{\omega_1}{\omega_b}; & Z'_b &= Z_b \left(\frac{\omega_1}{\omega_b}\right)^2; \\ I'_k &= I_k \frac{\omega_k}{\omega_1}; & E'_k &= E_k \frac{\omega_1}{\omega_k}; & Z'_k &= Z_k \left(\frac{\omega_1}{\omega_k}\right)^2. \end{aligned}$$

Таким образом, можно написать

$$I'_a = \frac{E'_a}{Z'_a}; \quad I'_b = \frac{E'_b}{Z'_b} \quad \text{и} \quad I'_k = \frac{E'_k}{Z'_k}.$$

После преобразований системы уравнений (2.102) получим

$$\left. \begin{aligned} I_1(Z_1 + jx_0) + E'_a \frac{jx_0 \sin \alpha}{Z'_a} + E'_b \frac{jx_0 \cos \alpha}{Z'_b} &= U_1; \\ I_1 \cos \alpha + E'_b \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_b}\right) + E'_k \frac{\sin \alpha}{Z'_k} &= 0; \\ I_1 \sin \alpha + E'_a \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_a}\right) - E'_k \frac{\cos \alpha}{Z'_a} &= 0; \\ -E'_a \frac{\cos \alpha}{Z'_a} + E'_b \frac{\sin \alpha}{Z'_b} + E'_k \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_k}\right) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.103)$$

В этой системе уравнений неизвестными величинами являются I_1 , E'_a , E'_b и E'_k , однако практический интерес представляют выражения величин I_1 , E'_a , и E'_b . Решая систему уравнений (2.103) относительно I_1 , E'_a и E'_b , получим следующие выражения:

$$I_1 = U_1 \frac{\left(1 - \frac{Z'_a}{Z'_b}\right) \cos^2 \alpha}{Z'_k \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_a}\right) \left(1 + \frac{Z'_b}{jx_0} + \frac{Z'_b}{Z'_a}\right)}; \quad (2.104)$$

$$Z_1 + \frac{jx_0 Z'_a}{jx_0 + Z'_a} + \frac{\left(1 - \frac{Z'_a}{Z'_b}\right) \left(1 - \frac{Z_1}{Z'_k}\right) \cos^2 \alpha}{\left(1 + \frac{Z'_a}{jx_0}\right) \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_a} + \frac{1}{Z'_b}\right)}$$

$$E'_a = \frac{-U_1 \sin \alpha}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_a} + \frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z_1)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right)}} \cos^2 \alpha; \quad (2.105)$$

$$E'_b = \frac{-U_1 \cos \alpha}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_b} + \frac{(Z'_a - Z'_b)(Z'_k - Z_1)}{Z'_b \left(Z'_a + Z'_k + \frac{Z'_a Z'_k}{jx_0} \right)}} \sin^2 \alpha. \quad (2.106)$$

Выше указывалось, что при вторичном симметрировании должно выполняться равенство сопротивлений вторичных цепей:

$$Z'_a = Z'_b.$$

Нетрудно видеть, что в этом случае члены с $\sin^2 \alpha$ и $\cos^2 \alpha$ в выражениях (2.104)–(2.106) будут равны нулю, вследствие чего будем иметь

$$I_1^* = \frac{1}{Z_1 + \frac{jx_0 Z'_a}{jx_0 + Z'_a}} U_1; \quad (2.107)$$

$$E_a'^* = \frac{-U_1 \sin \alpha}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_a}}; \quad (2.108)$$

$$E_b'^* = \frac{-U_1 \cos \alpha}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_b}}. \quad (2.109)$$

Полученные выражения показывают следующее:

1) при вторичном симметрировании величина тока в первичной цепи не зависит от угла поворота ротора СКВТ и является величиной постоянной;

2) э. д. с. вторичных цепей СКВТ не имеют погрешностей от нагрузки и изменяются строго по синусоидальному и косинусоидальному законам. Масштабный коэффициент э. д. с. E'_a и E'_b , равный

$\frac{1}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_2}}$, не зависит от угла поворота ротора СКВТ (здесь

принято, что $Z'_a = Z'_b = Z'_2$).

В силу постоянства тока в первичной цепи при неизменном на-

пряжении U_1 входное сопротивление СКВТ при вторичном симметрировании будет равно:

$$Z_{вх2} = \frac{U_1}{I_1} = Z_1 + \frac{jx_0 Z'_2}{jx_0 + Z'_2}.$$

Таким образом, потребляемая СКВТ мощность не зависит от угла поворота ротора. Если к ВТ подключить вращающийся трансформатор со вторичным симметрированием в качестве нагрузки, то такой ВТ будет представлять собой постоянную нагрузку, не зависящую от угла поворота. В случае симметрирования только первичных цепей СКВТ, т. е. при $Z_1 = Z'_k$, э. д. с. вторичных обмоток имеют такие же выражения, как и при вторичном симметрировании. Однако ток первичной цепи и входное сопротивление СКВТ при первичном симметрировании не являются постоянными величинами и будут зависеть от угла поворота ротора. Например, входное сопротивление будет равно

$$Z_{вх1} = \frac{Z_1 + \frac{jx_0 Z'_a}{jx_0 + Z'_a}}{1 + \frac{Z'_a}{Z'_b}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z'_k \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_a} \right) \left(1 + \frac{Z'_b}{jx_0} + \frac{Z'_b}{Z'_a} \right) \cos^2 \alpha}$$

Таким образом, если СКВТ с первичным симметрированием будет являться нагрузкой для другого ВТ, то он будет представлять собой переменную нагрузку, так как его входное сопротивление зависит от угла поворота ротора. Вычислим погрешность в э. д. с. СКВТ при нарушении симметрирования первичных или вторичных цепей. Так как расчеты погрешностей синусной и косинусной цепей СКВТ подобны, то достаточно ограничиться расчетом только одной цепи, в связи с чем ниже рассматривается только синусная цепь СКВТ. При идеальном симметрировании цепей э. д. с. может быть вычислена по формуле (2. 108). В случае неправильного симметрирования цепей э. д. с. следует вычислять по формуле (2. 105). Абсолютное значение погрешности в э. д. с. можно вычислить следующим образом.

$$\Delta E'_a = E'_a - E_a^* = -k_a U_1 \sin \alpha \times$$

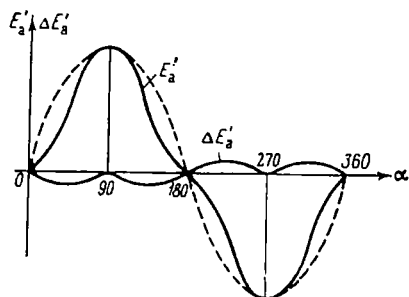
$$\times \left[\frac{1}{1 + k_a \frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z_1)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right) \cos^2 \alpha}} - 1 \right],$$

где $k_a = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{jx_0} + \frac{Z_1}{Z'_a}}$.

Относительную погрешность найдем из выражения

$$\delta E'_a = \frac{\Delta E'_a}{E'_{a \max}} = \sin \alpha \left[\frac{1}{1 + \frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z'_l)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right)} \cos^2 \alpha} - 1 \right], \quad (2.110)$$

где масштабный коэффициент k_a принят равным единице. В виду малой допустимой погрешности СКВТ — менее 1%/о — в знаменателе выражения (2.110) член



$$\frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z'_l)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right)} \cos^2 \alpha$$

должен быть значительно меньше единицы. В связи с этим по аналогии с формулой приближенного вычисления

Фиг. 2.77. Искажение вторичной э. д. с. синусной обмотки ВТ.

$$\frac{1}{1 + \Delta} \approx 1 - \Delta \quad (\text{где } \Delta \ll 1)$$

получим новое выражение относительной погрешности

$$\delta E'_a = - \frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z'_l)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right)} \sin \alpha \cos^2 \alpha.$$

На фиг. 2.77 изображена идеальная синусоидальная зависимость (пунктирная линия) и искаженная синусоида E'_a , характеризующая действительный закон изменения выходного напряжения синусной обмотки СКВТ. Разность ординат этих синусоид будет представлять погрешность СКВТ, график которой обозначен $\Delta E'_a$. При угле поворота ротора 0, 90, 180 и 270° погрешности в э. д. с. будут равны нулю. Естественно, масштаб напряжений СКВТ следует вычислять при угле поворота ротора 90° или 270°, т. е. когда э. д. с. будет иметь максимальное значение без погрешности. Значения α , при которых относительные погрешности имеют максимальные величины, найдем из условия

$$\frac{d}{d\alpha} (\sin \alpha \cos^2 \alpha) = 0,$$

$$\text{откуда } \operatorname{tg} \alpha = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Таким образом, при $\alpha = 35^\circ 20'$, $144^\circ 40'$ и т. д. максимальная относительная погрешность будет равна

$$(\delta E'_a)_{\max} = -0,386 \frac{(Z'_b - Z'_a)(Z'_k - Z_1)}{Z'_a \left(Z'_b + Z'_k + \frac{Z'_b Z'_k}{jx_0} \right)}.$$

Если рассмотреть асимметрию первичных цепей СКВТ как разность сопротивлений $Z'_k = Z_1 = \Delta Z_k$, или асимметрию вторичных цепей, выраженную как $Z'_b - Z'_a = \Delta Z_b$, то для первого случая при $Z'_b = \infty$ (косинусная обмотка разомкнута)

$$(\delta E'_a)_{\max} \approx -0,386 \frac{\Delta Z_k}{Z'_a}. \quad (2.111)$$

В полученном выражении пренебрегли отношением $\frac{Z'_k}{jx_0}$ ввиду его малости. Во втором случае при $Z'_k = \infty$ (разомкнута квадратурная обмотка)

$$(\delta E'_a)_{\max} = -0,386 \frac{\Delta Z_b}{Z'_a \left(1 + \frac{Z'_b}{jx_0} \right)}. \quad (2.112)$$

Выражения (2.111) — (2.112) показывают, что погрешности в э. д. с. СКВТ прямо пропорциональны величинам асимметрии цепей и обратно пропорциональны сопротивлениям вторичных цепей. Таким образом, если при регулировании схемы СКВТ некоторая асимметрия цепей будет наблюдаться, то в целях уменьшения погрешностей надлежит увеличить сопротивления нагрузок СКВТ. Полученный вывод о влиянии нагрузки на точность работы ВТ согласуется с выводом, полученным для электромеханического счетно-решающего четырехполюсника.

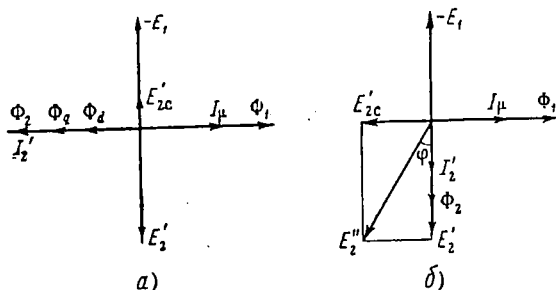
Максимальные относительные погрешности, определяемые формулами (2.111) и (2.112), можно уменьшить, если электрические масштабы регулировать при угле, меньшем 90° . В этом случае однозначные (отрицательные) погрешности, изображенные на фиг. 2.77, будут «располовинены», т. е. будут иметь двухзначные значения, вследствие чего коэффициент ошибок 0,386 уменьшится почти в 2 раза.

Так как погрешность СКВТ является комплексной величиной, то выясним влияние характера сопротивления нагрузки на фазу и амплитуду погрешности. Для этого рассмотрим векторные диаграммы напряжений, изображенные на фиг. 2.78.

Если предположить, что вторичная цепь имеет чисто индуктивную нагрузку ($r'_a = 0$), то ток I'_2 во вторичной обмотке будет сдвинут по фазе относительно э. д. с. E'_2 на угол $\pi/2$ (фиг. 2.78, а). Ток I'_2

и созданный им магнитный поток Φ_2 совпадают по фазе. Составляющие магнитного потока ротора Φ_q и Φ_d будут совпадать по фазе, но иметь различное направление относительно потока статора ВТ.

Продольная составляющая Φ_d уравнивается возрастающими ампервитками статорной обмотки; боковая составляющая магнитного потока Φ_q , являющаяся причиной возникновения ошибок в э. д. с., наводит во вторичной цепи э. д. с. самоиндукции $E_2'c$. Эта э. д. с. будет сдвинута по фазе относительно магнитного потока Φ_2 на угол, равный $\pi/2$.



Фиг. 2.78. Векторные диаграммы напряжений СКВТ при различных характерах нагрузок.

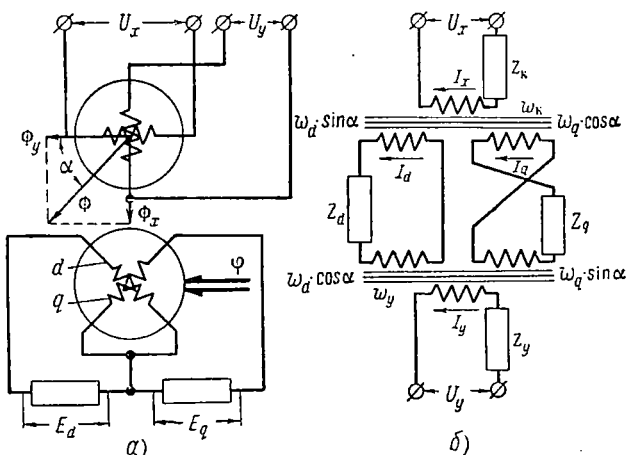
Таким образом, фаза э. д. с. $E_2'c$ будет отличаться от фазы э. д. с. E_2' , наведенной продольным магнитным потоком, на 180° , благодаря чему амплитудная погрешность будет иметь наибольшее значение, а фазовая погрешность будет отсутствовать. Если вторичная цепь будет иметь только активное сопротивление ($x_a = 0$), векторная диаграмма напряжений будет иметь вид, изображенный на фиг. 2.78, б. Ток I_2' и созданный им магнитный поток Φ_2 совпадают по фазе с вектором E_2' .

Боковая составляющая магнитного потока Φ_q наведет во вторичной обмотке э. д. с. самоиндукции $E_2'c$, фаза которой отличается от фазы магнитного потока Φ_2 на угол $\pi/2$. Эта э. д. с. самоиндукции вызовет наибольшую фазовую погрешность (угол φ) и минимальную амплитудную погрешность.

§ 14. Построительные вращающиеся трансформаторы (ПВТ)

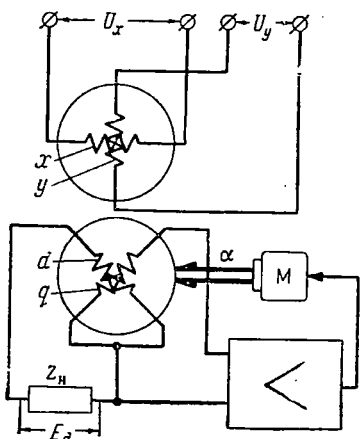
Синусно-косинусный ВТ с двумя обмотками на статоре и с двумя обмотками на роторе может быть использован как построитель вектора по двум его составляющим (фиг. 2.79, а). В этом случае к двум первичным обмоткам с одинаковыми параметрами прикладываются два напряжения U_x и U_y , пропорциональные двум векторам, расположенным перпендикулярно друг к другу. Магнитные потоки первичных обмоток образуют общий магнитный поток, про-

порциональной величине $\sqrt{U_x^2 + U_y^2}$. Направление оси этого магнитного потока совпадает с направлением результирующего вектора, геометрически построенного по двум заданным векторам. Если установить вторичные обмотки ВТ так, чтобы ось обмотки q была



Фиг. 2.79. Схема ПВТ и его эквивалентная схема.

перпендикулярна к оси общего магнитного потока, а ось обмотки d совпадала с направлением общего магнитного потока, то в обмотке d будет наводиться э. д. с., пропорциональная модулю вектора магнитного потока, а в обмотке q э. д. с. будет отсутствовать. Таким образом, угол поворота ротора укажет направление результирующего вектора, а э. д. с. обмотки d будет пропорциональна величине результирующего вектора. Часто в реальных схемах на ВТ угол результирующего вектора обрабатывается автоматически (фиг. 2.80). Э. д. с. обмотки q прикладывается к усилителю, с которого усиленное напряжение подается к серводвигателю M , вращающему ротор ВТ до тех пор, пока в обмотке q не исчезнет э. д. с., что будет указывать на установку обмотки q параллельно направлению магнитного потока. Точность обработки угла α зависит от коэффициента усиления усилителя. Чем больше этот коэффициент, тем меньшие сигналы будут обработаны следящей системой, и, следовательно, с большей точностью будет установлена



Фиг. 2.80. Схема ПВТ с автоматической обработкой угла результирующего вектора.

обмотка q параллельно результирующему магнитному потоку, указывающему направление результирующего вектора.

Эквивалентная схема ПВТ изображена на фиг. 2.79, б. Она отличается от эквивалентной схемы СКВТ в основном тем, что квадратурная обмотка ПВТ питается напряжением U_y , и, кроме того, введены другие обозначения параметров обмоток.

Выясним, какие зависимости между параметрами ПВТ следует выполнить, чтобы посредством его определить величину вектора и направление по двум его проекциям. Уравнения напряжений для четырех замкнутых контуров, изображенных на фиг. 2.79, б, можно получить из системы уравнений (2.102), если у величин токов, сопротивлений и чисел витков обмоток ВТ заменить индексы 1, а, в и к соответственно на x , d , q и y и, кроме того, в правой части последнего уравнения системы (2.102) нуль заменить напряжением U_y .

$$\begin{aligned}
 I_x (Z_x + jx_0) + I_d \frac{w_d \sin \alpha}{w_x} jx_0 + I_q \frac{w_q \cos \alpha}{w_x} jx_0 = U_x; \\
 I_q \left[Z_q + jx_0 \frac{(w_q \cos \alpha)^2}{w_x^2} + jx_0 \frac{(w_q \sin \alpha)^2}{w_x^2} \right] + \\
 + I_x \frac{w_x}{w_q \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_q \cos \alpha)^2}{w_x^2} + I_d \frac{w_d \sin \alpha}{w_q \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_q \cos \alpha)^2}{w_x^2} - \\
 - I_d \frac{w_d \cos \alpha}{w_q \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_q \sin \alpha)^2}{w_x^2} + I_y \frac{w_y}{w_q \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_q \sin \alpha)^2}{w_x^2} = 0; \\
 I_d \left[Z_d + jx_0 \frac{(w_d \sin \alpha)^2}{w_x^2} + jx_0 \frac{(w_d \cos \alpha)^2}{w_x^2} \right] + \\
 + I_x \frac{w_x}{w_d \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_d \sin \alpha)^2}{w_x^2} + I_q \frac{w_q \cos \alpha}{w_d \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_d \sin \alpha)^2}{w_x^2} - \\
 - I_q \frac{w_q \sin \alpha}{w_d \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_d \cos \alpha)^2}{w_x^2} - I_y \frac{w_y}{w_d \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_d \cos \alpha)^2}{w_x^2} = 0; \\
 I_y \left(Z_y + jx_0 \frac{w_y^2}{w_x^2} \right) + I_q \frac{w_q \sin \alpha}{w_y} jx_0 \frac{w_y^2}{w_x^2} - \\
 - I_d \frac{w_d \cos \alpha}{w_y} jx_0 \frac{w_y^2}{w_x^2} = U_y.
 \end{aligned} \tag{2.113}$$

Если воспользоваться приведенными (к обмотке w_x) значениями токов и сопротивлений, то после некоторых преобразований получим

$$\left. \begin{aligned} I_x(Z_x + jx_0) + E'_d \frac{jx_0 \sin \alpha}{Z'_d} + E'_q \frac{jx_0 \cos \alpha}{Z'_q} &= U_x; \\ I_x \cos \alpha + E'_q \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_q} \right) + I'_y \sin \alpha &= 0; \\ I_x \sin \alpha + E'_d \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_d} \right) - I'_y \cos \alpha &= 0; \\ -E'_d \frac{jx_0 \cos \alpha}{Z'_d} + E'_q \frac{jx_0 \sin \alpha}{Z'_q} + I'_y(Z_y + jx_0) &= U'_y. \end{aligned} \right\} (2.114)$$

Если первичные обмотки имеют одинаковое количество витков, т. е. $w_x = w_y$, то $I'_y = I_y$ и $U'_y = U_y$.

Решая теперь систему уравнений (2.114) относительно E'_d и E'_q , будем иметь

$$E'_d = \frac{- \left(U_x \sin \alpha + \frac{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_q}}{1 + \frac{Z'_y}{jx_0} + \frac{Z'_y}{Z'_q}} U_y \cos \alpha \right)}{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_d} + \frac{(Z'_q - Z'_d)(Z'_y - Z_x)}{Z'_d \left(Z'_q + Z'_y + \frac{Z'_q Z'_y}{jx_0} \right)} \cos^2 \alpha}; \quad (2.115)$$

$$E'_q = \frac{- \left(U_x \cos \alpha - \frac{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_q}}{1 + \frac{Z'_y}{jx_0} + \frac{Z'_q}{Z'_d}} U_y \sin \alpha \right)}{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_q} + \frac{(Z'_d - Z'_q)(Z'_y - Z_x)}{Z'_q \left(Z'_d + Z'_y + \frac{Z'_d Z_x}{jx_0} \right)} \sin^2 \alpha}. \quad (2.116)$$

Так как входные сопротивления ПВТ можно определить как

$$Z_{вх. x} = \frac{U_x}{I_x} \quad \text{и} \quad Z_{вх. y} = \frac{U_y}{I_y},$$

то, решая систему уравнений (2.114) относительно I_x , а затем относительно I'_y и подставляя полученные значения в соотношения входных сопротивлений, получим

$$Z_{\text{вх.х}} = \frac{Z_x + \frac{jx_0 Z'_d}{jx_0 + Z'_d} + \frac{(Z'_q - Z'_d)(Z'_y - Z_x)}{Z'_y \left(Z'_q + Z'_d + \frac{Z'_q Z'_d}{jx_0} \right) \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_d} \right)}{1 + \frac{(Z'_d - Z'_q)}{Z'_y \left(Z'_q + Z'_d + \frac{Z'_q Z'_d}{jx_0} \right) \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_d} \right)} \cos^2 \alpha}; \quad (2.117)$$

$$Z_{\text{вх.у}} = \frac{Z'_y + \frac{jx_0 Z'_d}{jx_0 + Z'_d} + \frac{(Z'_q - Z'_d)(Z_x - Z'_y)}{Z_x \left(Z'_q + Z'_d + \frac{Z'_q Z'_d}{jx_0} \right) \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_d} \right)}{1 + \frac{(Z'_d - Z'_q)}{Z_x \left(Z'_q + Z'_d + \frac{Z'_q Z'_d}{jx_0} \right) \left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{Z'_d} \right)} \sin^2 \alpha}. \quad (2.118)$$

Из выражений (2.115) и (2.116) видно, что вторичные э. д. с. E_d' и E_q' воспроизводятся точно и не зависят от угла поворота ротора, если выполняется условие первичного ($Z_x = Z_y'$) или вторичного симметрирования ($Z_d' = Z_q'$).

Однако масштабные коэффициенты напряжений, пропорциональные составляющим векторов, будут иметь различные величины, что вызовет погрешность в угле результирующего вектора. Действительно, при выработке модуля вектора ротор ПВТ должен быть установлен в такое положение, при котором $E_q' = 0$. Таким образом, из выражения

$$U_x \cos \alpha - \frac{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_d}}{1 + \frac{Z'_y}{jx_0} + \frac{Z'_q}{Z'_d}} U_y \sin \alpha = 0$$

найдем угол поворота ротора:

$$\alpha = \arctg \frac{U_x}{U_y} \frac{1 + \frac{Z'_y}{jx_0} + \frac{Z'_q}{Z'_d}}{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_d}}. \quad (2.119)$$

Однако по схеме ПВТ, изображенной на фиг. 2.79, а, видно, что угол поворота ротора ПВТ должен быть равен:

$$\alpha = \arctg \frac{U_x}{U_y}.$$

Это соотношение можно получить из выражения (2.119), если

$$Z'_d = Z'_q \text{ и } Z_x = Z'_y.$$

Таким образом, для правильной выработки угла результирующего вектора необходимо выполнять первичное и вторичное симметрирование цепей ПВТ, так как в этом случае масштабные коэффициенты напряжений U_x и U_y будут одинаковы.

Э. д. с. E'_d , пропорциональная модулю результирующего вектора, может быть найдена из выражения

$$E'_d = \frac{-(U_x \sin \alpha + U_y \cos \alpha)}{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_2}} = -k_d (U_x \sin \alpha + U_y \cos \alpha), \quad (2.120)$$

$$\text{где } k_d = \frac{1}{1 + \frac{Z_x}{jx_0} + \frac{Z_x}{Z'_2}}.$$

Выражение (2.120) получено при условии, что $Z'_d = Z'_q = Z'_2$ и $Z_x = Z'_y$. Полученное выражение показывает, что E'_d представляет собой гипотенузу прямоугольного треугольника, стороны которого равны U_x и U_y . Следовательно, э. д. с. результирующего вектора может быть выражена как

$$E'_d = k_d \sqrt{U_x^2 + U_y^2}.$$

Из выражений (2.117) и (2.118) можно сделать следующие выводы.

1. Входные сопротивления ПВТ не зависят от угла поворота ротора и остаются величинами неизменными, если выполняется условие вторичного симметрирования цепей ($Z'_d + Z'_q = Z'_2$). Тогда

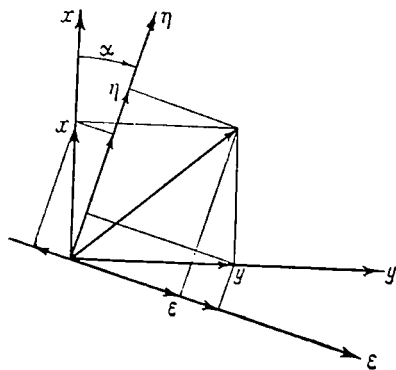
$$Z_{\text{вх } x} = Z_x + \frac{jx_0 Z'_2}{jx_0 + Z'_2};$$

$$Z_{\text{вх } y} = Z'_y + \frac{jx_0 Z'_2}{jx_0 + Z'_2}.$$

2. Первичное симметрирование цепей ПВТ не обеспечивает постоянства входных сопротивлений, а следовательно, и постоянства токов в первичных цепях.

В качестве построительного вращающегося трансформатора используется ВТ, имеющий две обмотки на статоре и две обмотки на роторе. Таким образом, ВТ может работать в режиме как СКВТ, так и ПВТ. Посредством ПВТ может быть также решена задача преобразования составляющих вектора из одной системы координат в другую. Составляющие вектора в системе координат η , ε

(фиг. 2. 81), повернутые относительно неподвижной системы координат x, y на угол α , можно вычислить по формулам:



Фиг. 2. 81. Системы координат.

$$\left. \begin{aligned} \eta &= y \sin \alpha + x \cos \alpha; \\ \epsilon &= y \cos \alpha - x \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (2.121)$$

Если к первичным обмоткам ПВТ приложить напряжения U_x и U_y , пропорциональные составляющим x и y , а ротор повернуть на угол α , то во вторичных обмотках будут наведены э. д. с. E_d' и E_q' , пропорциональные составляющим в новой системе координат η, ϵ . Поскольку в качестве ПВТ может быть использован СКВТ, то в дальнейшем ВТ, выполняющий роль построителя, будем называть СКВТ, указывая иногда для ясности режим работы ВТ.

§ 15. Линейные вращающиеся трансформаторы (ЛВТ)

В качестве линейного устройства на переменном токе СКВТ не может быть использован, так как линейное преобразование будет воспроизводиться с малой точностью. Чтобы оценить отклонение синусной функции от линейной, разложим $\sin \alpha$ в ряд:

$$\sin \alpha = \alpha - \frac{\alpha^3}{6} + \frac{\alpha^5}{120} - \dots$$

Для малых углов поворота ротора отклонение $\sin \alpha$ от линейной зависимости определяется в основном вторым членом ряда $\frac{\alpha^3}{6}$. Если предположить, что это отклонение не должно превосходить 0,001 (0,1%) от максимального значения функции, т. е.

$$\frac{\alpha^3}{6} \leq 0,001\alpha,$$

то предельный угол поворота ротора СКВТ будет равен $4^{\circ}27'$. Ввиду того, что этот угол мал, СКВТ не используется в практических схемах как устройство, воспроизводящее линейную зависимость.

Однако при некотором способе соединения обмоток СКВТ можно увеличить угол поворота ротора, при котором линейная зависимость получается с достаточной степенью точности. В связи с этим рассмотрим функцию

$$f(\alpha) = \sin \alpha \frac{\alpha}{\sin \alpha},$$

где отношение $\frac{\alpha}{\sin \alpha}$ является поправочной функцией. Разложим поправочную функцию в ряд:

$$\frac{\alpha}{\sin \alpha} = \frac{\alpha}{\alpha - \frac{\alpha^3}{6} + \frac{\alpha^5}{120} - \dots} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha^2}{6} + \frac{\alpha^4}{120} - \dots}. \quad (2.122)$$

С достаточной степенью точности можно заменить знаменатель поправочной функции выражением, состоящим из постоянной величины и косинусной функции, т. е.

$$1 - \frac{\alpha^2}{6} + \frac{\alpha^4}{120} - \dots \approx n + nm \cos \alpha = n(1 + m \cos \alpha),$$

где n и m — постоянные коэффициенты.

Если $\cos \alpha$ разложить в ряд, то поправочная функция будет иметь вид

$$\frac{\alpha}{\sin \alpha} = \frac{1}{n(1 + m \cos \alpha)} = \frac{1}{n + nm - \frac{nm^2}{2} + \frac{nma^4}{24}}. \quad (2.123)$$

Сравнивая коэффициенты при членах разложения нулевой и второй степени знаменателей выражений (2.122) и (2.123), получим

$$1 = n + nm,$$

$$\frac{1}{6} = \frac{nm}{2},$$

откуда $n = \frac{2}{3}$ и $m = \frac{1}{2}$.

При полученных значениях коэффициентов n и m знаменатели выражений (2.122) и (2.123) будут отличаться в основном коэффициентами при членах разложения в четвертой степени, причем их разность будет равна:

$$\frac{\alpha^4}{120} - \frac{nma^4}{24} = \alpha^4 \left(\frac{1}{120} - \frac{1}{72} \right) = -\frac{\alpha^4}{180}.$$

Если предположить, что отклонение не должно превосходить 0,001 (0,1%) от максимального значения функции, т. е.

$$\frac{\alpha^4}{180} = 0,001\alpha,$$

то

$$\alpha = 37^\circ,4.$$

Таким образом,

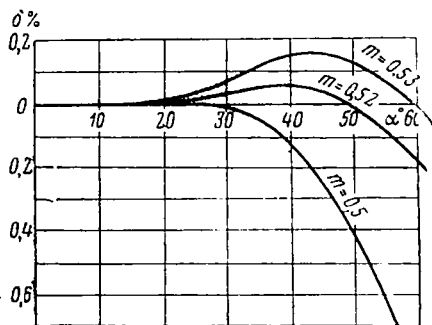
$$f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{n(1 + m \cos \alpha)} \quad (2.124)$$

является линейной (с погрешностью в $0,1\%$) при изменении угла поворота ротора до $37^\circ,4$.

На фиг. 2.82 изображены графики относительных погрешностей в линейности в зависимости от угла поворота ротора ВТ. Функция

$\frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$ при $m=0,5$ дает достаточно точную линейную зависимость в пределах изменения α от 0 до 30° . При дальнейшем увеличении α отклонения в линейности быстро возрастают. Однако незначительное увеличение коэффициента m приводит к некоторому увеличению погрешности для малых α , но при этом значительно расширяется диапазон изменения α .

Так, например, для $m=0,52$ угол α возрастает до 55° при погрешности в линейности $0,1\%$. Коэффициент $m=0,53$ является еще более благоприятным в смысле увеличения угла α . В этом случае при $\alpha=45^\circ$ ошибка в погрешности достигает $0,15\%$, при $\alpha=60^\circ$ она становится равной нулю, а при дальнейшем изменении α погрешность в линейности быстро возрастает.



Фиг. 2.82. График относительных погрешностей ЛВТ при различных коэффициентах α .

Изменить вторичное напряжение ВТ в соответствии с функцией (2.124) можно при помощи линейного вращающегося трансформатора (ЛВТ), схема которого изображена на фиг. 2.83. Питающее напряжение U_1 прикладывается к обмотке возбуждения, а сопротивление нагрузки Z_n подключается к двум последовательно соединенным обмоткам — к квадратурной и синусной.

Симметрирование вторичных цепей ЛВТ осуществляется путем подключения ко второй роторной обмотке симметрирующего сопротивления Z_b .

Магнитный поток обмотки возбуждения наводит в обмотке ротора э. д. с., равную $k_1 U_1 \sin \alpha$. В этой же обмотке магнитный поток квадратурной обмотки наводит э. д. с. — $k_2 U_2 \cos \alpha$, так как к цепи, состоящей из обмоток w_a и w_k , приложено напряжение U_2 . Таким образом, э. д. с. вторичной цепи будет равна

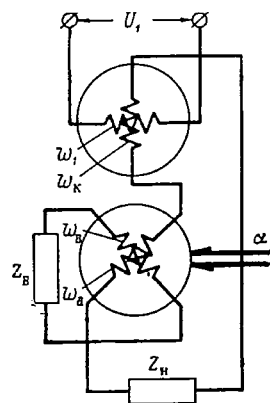
$$U_2 = k_1 U_1 \sin \alpha - k_2 U_2 \cos \alpha,$$

откуда находим

$$U_2 = k_1 U_1 \frac{\sin \alpha}{1 + k_2 \cos \alpha}.$$

Если сравнить полученное выражение с выражением (2.124), то нетрудно обнаружить, что коэффициент k_2 должен быть равен коэф-

фициенту m . На фиг. 2.84 изображена эквивалентная схема ЛВТ со вторичным симметрированием, состоящая из двух трансформаторов — «продольного» и «бокового». На продольном трансформаторе расположена обмотка возбуждения с числом витков w_1 , создающая продольный магнитный поток. Условные обмотки с числами витков $w_a \sin \alpha$ и $w_b \cos \alpha$ также расположены на продольном трансформаторе, так как они создают продольные магнитные потоки. Обмотки $w_a \sin \alpha$, $w_b \sin \alpha$ и w_k размещаются на боковом трансформаторе, так как они создают боковые магнитные потоки. Симметрирующее сопротивление Z_a включает в себя омическое сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния косинусной обмотки. Такие же сопротивления обмоток w_a и w_k включены и в сопротивление нагрузки Z_n . Таким образом, на эквивалентной схеме имеются три контура, для которых по закону Кирхгофа составим следующие три уравнения напряжений:



Фиг. 2.83. Схема ЛВТ со вторичным симметрированием.

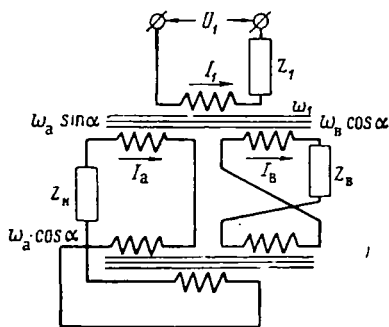
$$\left. \begin{aligned}
 I_1(Z_1 + jx_0) + I_a \frac{w_a \sin \alpha}{w_1} jx_0 + I_b \frac{w_b \cos \alpha}{w_1} jx_0 &= U_1; \\
 I_b \left[Z_a + jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} + jx_0 \frac{(w_b \sin \alpha)^2}{w_1^2} \right] + \\
 + I_1 \frac{w_1}{w_b \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} + I_a \frac{w_a \sin \alpha}{w_b \cos \alpha} jx_0 \frac{(w_b \cos \alpha)^2}{w_1^2} - \\
 - I_a \frac{w_a \cos \alpha + w_k}{w_b \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_b \sin \alpha)^2}{w_1^2} &= 0; \\
 I_a \left[Z_n + jx_0 \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} + jx_0 \frac{(w_a \cos \alpha + w_k)^2}{w_1^2} \right] + \\
 + I_1 \frac{w_1}{w_a \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} + I_b \frac{w_b \cos \alpha}{w_a \sin \alpha} jx_0 \frac{(w_a \sin \alpha)^2}{w_1^2} - \\
 - I_b \frac{w_b \sin \alpha}{w_a \cos \alpha + w_k} jx_0 \frac{(w_a \cos \alpha + w_k)^2}{w_1^2} &= 0.
 \end{aligned} \right\} (2.125)$$

Если число витков синусной обмотки равно числу витков косинусной обмотки, т. е.

$$w_a = w_b = w_2,$$

то после соответствующих преобразований получим систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 I_1(Z_1 + jx_0) + I_a jx_0 \frac{\omega_2 \sin \alpha}{\omega_1} + I_b jx_0 \frac{\omega_2 \cos \alpha}{\omega_1} &= U_1; \\
 I_b \left(Z_b + jx_0 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \right) + I_1 jx_0 \frac{\omega_2 \cos \alpha}{\omega_1} + \\
 + I_a jx_0 \left[\frac{\omega_2^2 \sin \alpha \cos \alpha}{\omega_1^2} - \frac{(\omega_2 \cos \alpha + \omega_k) \omega_2 \sin \alpha}{\omega_1^2} \right] &= 0; \\
 I_a \left[Z_H + jx_0 \frac{\omega_2^2 + \omega_k^2 + 2\omega_2 \omega_k \cos \alpha}{\omega_1^2} \right] + I_1 jx_0 \frac{\omega_2 \sin \alpha}{\omega_1} + \\
 + I_b jx_0 \left[\frac{\omega_2^2 \sin \alpha \cos \alpha}{\omega_1^2} - \frac{(\omega_2 \cos \alpha + \omega_k) \omega_2 \sin \alpha}{\omega_1^2} \right] &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.126}$$



Фиг. 2.84. Эквивалентная схема ЛВТ со вторичным симметрированием.

Решая систему уравнений (2.126) относительно I_1 , получим

$$\begin{aligned}
 I_1 = U_1 \frac{\left[Z_H + jx_0 \left(\frac{\omega_2^2 + \omega_k^2 + 2\omega_2 \omega_k \cos \alpha}{\omega_1^2} \right) \right]}{\left[Z_H + jx_0 \left(\frac{\omega_2^2 + \omega_k^2 + 2\omega_2 \omega_k \cos \alpha}{\omega_1^2} \right) \right]} \times \\
 \times \frac{\left(Z_b + jx_0 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \right) - \left(jx_0 \frac{\omega_2 \sin \alpha}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_k^2}{\omega_1^2}}{\left(Z_1 Z_b + jx_0 Z_b + jx_0 Z_1 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} + \left(jx_0 \frac{\omega_2 \sin \alpha}{\omega_1} \right)^2 \left(Z_H - Z_b - Z_1 \frac{\omega_k^2}{\omega_1^2} \right) \right)}.
 \end{aligned}$$

Это выражение можно представить в следующем виде:

$$I_1 = \frac{A \left(Z_B + jx_0 \frac{w_2^2}{w_1^2} \right) - B \frac{w_2^2}{w_1^2}}{A \left(Z_1 Z_B + jx_0 Z_B + jx_0 Z_1 \frac{w_2^2}{w_1^2} \right) + B \left(Z_H - Z_B - Z_1 \frac{w_2^2}{w_1^2} \right)}, \quad (2.127)$$

где

$$A = Z_H + jx_0 \left(\frac{w_2^2 + w_K^2 + 2w_2 w_K \cos \alpha}{w_1^2} \right)$$

и

$$B = \left(jx_0 \frac{w_2 \sin \alpha}{w_1} \right)^2.$$

Полученное выражение можно значительно упростить, если принять условие независимости тока в первичной цепи от угла поворота ротора ЛВТ, т. е. $I_1 = \text{const}$. Это условие будет выполнено в том случае, если сомножители при величинах A и B , являющихся функциями угла α , будут пропорциональны, т. е.

$$\frac{Z_B + jx_0 \frac{w_2^2}{w_1^2}}{Z_1 Z_B + jx_0 Z_B + jx_0 Z_1 \frac{w_2^2}{w_1^2}} = \frac{\frac{w_K^2}{w_1^2}}{Z_H - Z_B - Z_1 \frac{w_2^2}{w_1^2}}.$$

Отсюда находим соотношение между сопротивлениями вторичных цепей ЛВТ, при котором ток первичной цепи не зависит от угла поворота ротора:

$$Z_H = Z_B \left[1 - \frac{w_K^2}{w_1^2} \frac{jx_0}{Z_B + jx_0 \frac{w_2^2}{w_1^2}} \right]. \quad (2.128)$$

Если выражение (2.128) подставить в (2.127), то будем иметь

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 + \frac{Z_B jx_0 \frac{w_2^2}{w_1^2}}{Z_B \frac{w_2^2}{w_1^2} + jx_0}}. \quad (2.129)$$

Как видим, ток первичной цепи при вторичном симметрировании не зависит от угла поворота ротора ЛВТ.

Ток I_a вторичной цепи (в цепи нагрузки) определяется путем совместного решения системы уравнений (2.126). После некоторых преобразований получим

$$I_1 = \frac{U_1 j x_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}}{Z_1 Z_B + Z_1 j x_0 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} + Z_B j x_0} \frac{\sin \alpha}{1 + \frac{j x_0 \frac{\omega_2 \omega_k}{\omega_1^2}}{Z_B + j x_0 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2}} \cos \alpha}. \quad (2.130)$$

Так как э. д. с. вторичной цепи

$$E_2 = I_a Z_H,$$

то после подстановки в это уравнение выражений (2.128) и (2.130) получим

$$E_2 = U_1 \frac{\left[1 - \frac{\omega_k^2}{\omega_1^2} \frac{j x_0}{Z_B + j x_0 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2}} \right] \frac{\omega_2}{\omega_1}}{1 + \frac{Z_1}{j x_0} \left(1 + \frac{j x_0 \omega_2^2}{Z_B \omega_1^2} \right)} \frac{\sin \alpha}{1 + \frac{\omega_k}{\omega_2} \frac{j x_0}{j x_0 + Z_B \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}} \cos \alpha}. \quad (2.131)$$

Сравнивая полученное выражение с выражением (2.124), видим, что если коэффициенты при $\cos \alpha$ равны, т. е.

$$m = \frac{\omega_k}{\omega_2} \frac{j x_0}{j x_0 + Z_B \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}}, \quad (2.132)$$

то э. д. с. E_2 будет линейно зависеть от α . Принимая коэффициент m равным 0,52, получим сопротивление симметрирующей цепи:

$$Z_B = j x_0 \frac{\omega_k^2}{\omega_1^2} \left(1,92 \frac{\omega_2}{\omega_k} - \frac{\omega_2^2}{\omega_k^2} \right). \quad (2.133)$$

Подставляя это выражение в (2.128), будем иметь

$$Z_H = j x_0 \frac{\omega_k^2}{\omega_1^2} \left(2,44 \frac{\omega_2}{\omega_k} - \frac{\omega_2^2}{\omega_k^2} - 1 \right). \quad (2.134)$$

Таким образом, в ЛВТ со вторичным симметрированием ток в первичной цепи не будет зависеть от угла поворота ротора, если сопротивления вторичных цепей Z_B и Z_H находятся в определенной зависимости от реактанса намагничивания x_0 . Эти соотношения пока-

зывают, что для ЛВТ со вторичным симметрированием постоянство сопротивления нагрузки является непрременным условием. Если принять, что $\omega_1 = \omega_k$, то выражения (2.133) и (2.134) будут иметь вид

$$\frac{Z_B}{jx_0} = 1,92 \frac{\omega_2}{\omega_k} - \frac{\omega_2^2}{\omega_k^2}$$

и

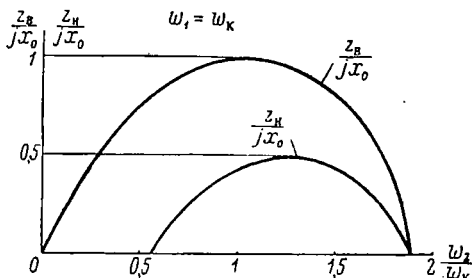
$$\frac{Z_H}{jx_0} = 2,44 \frac{\omega_2}{\omega_k} - \frac{\omega_2^2}{\omega_k^2} - 1$$

или

$$\frac{Z_B}{jx_0} = f\left(\frac{\omega_2}{\omega_k}\right)$$

и

$$\frac{Z_H}{jx_0} = \varphi\left(\frac{\omega_2}{\omega_k}\right).$$



Фиг. 2.85. График зависимостей Z_B/jx_0 и Z_H/jx_0 от отношения витков ω_2/ω_k .

По полученным зависимостям на фиг. 2.85 построены графики, которые показывают характер зависимостей $\frac{Z_B}{jx_0}$ и $\frac{Z_H}{jx_0}$ от отношения витков $\frac{\omega_2}{\omega_k}$. Величина отношения витков изменяется в пределах 0,52—1,92.

При отношении $\frac{\omega_2}{\omega_k} = 1,92$ сопротивления Z_B и Z_H будут равны нулю. Однако ЛВТ с этими параметрами невозможно осуществить практически, так как сопротивления нагрузки и самих обмоток ЛВТ не могут быть равными нулю. По этой же причине невозможно иметь ЛВТ со вторичным симметрированием при $\frac{\omega_2}{\omega_k} = 0,52$.

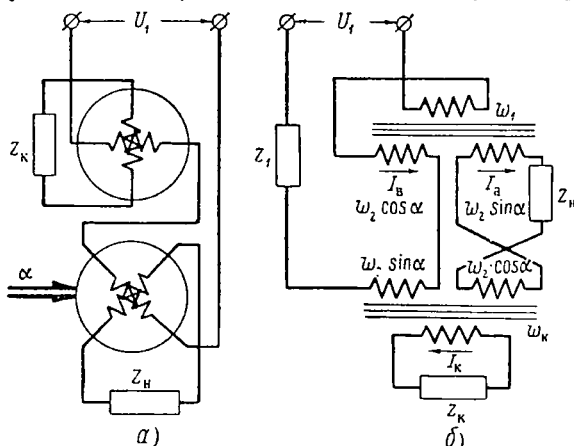
Следовательно, в ЛВТ со вторичным симметрированием указанные выше пределы изменения отношения витков $\frac{\omega_2}{\omega_k}$ практически сужаются.

На основании сказанного можно сделать следующие выводы о работе ЛВТ со вторичным симметрированием:

- 1) сопротивление нагрузки ЛВТ должно быть неизменным и иметь чисто индуктивный характер;
- 2) сопротивление Z_H должно находиться в определенном соотношении с сопротивлением Z_B ;
- 3) ток в первичной цепи не зависит от угла поворота ротора ЛВТ.

Свойства ЛВТ, указанные в пп. 1 и 2, говорят о трудности использования ЛВТ со вторичным симметрированием в счетно-решающих схемах. Этих недостатков лишен ЛВТ с первичным симметрированием, схема которого изображена на фиг. 2.86, а.

Питающее напряжение U_1 прикладывается к двум последовательно соединенным обмоткам: к обмотке возбуждения и к косинусной обмотке. Сопротивление нагрузки Z_H включается в синусную обмотку, а симметрирующее сопротивление Z_K — в квадратурную. Если принять схему ЛВТ со вторичным симметрированием за исходную, то по отношению к ней схема ЛВТ с первичным симметрированием будет взаимной. Так как нами доказано, что выходное напряжение исходной схемы (ЛВТ со вторичным симметрированием) имеет линейную закономерность, то согласно принципу взаимности



Фиг. 2.86. Схема ЛВТ с первичным симметрированием и его эквивалентная схема.

такую же закономерность будет иметь и выходное напряжение взаимной схемы, т. е. ЛВТ с первичным симметрированием.

Однако этого недостаточно, чтобы сделать конкретные выводы о работе ЛВТ с первичным симметрированием. Необходимо иметь ряд других зависимостей между параметрами, в результате решения которых можно было бы определить практически приемлемые условия работы ЛВТ. Определять эти зависимости путем составления уравнений напряжений и их совместного решения нецелесообразно, так как это будет до некоторой степени повторением того, что было сделано для ЛВТ со вторичным симметрированием.

Поэтому мы воспользуемся некоторыми окончательными зависимостями, полученными в результате решения системы уравнений применительно к эквивалентной схеме, изображенной на фиг. 2.86.б.

Сопротивление первичной цепи

$$Z_1 = Z_K \left[1 - \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \frac{jx_0}{Z_K + jx_0} \right]. \quad (2.135)$$

Коэффициент m

$$m = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{jx_0}{Z_K + jx_0}. \quad (2.136)$$

Решая это выражение относительно Z_k , получим

$$Z_k = jx_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1}{m} - 1 \right). \quad (2.137)$$

Если подставить полученное выражение (2.135), то

$$Z_1 = jx_0 \left[\frac{\omega_2}{\omega_1} \left(m + \frac{1}{m} \right) - 1 - \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \right].$$

При $m = 0,52$

$$Z_1 = jx_0 \left(2,44 \frac{\omega_2}{\omega_1} - 1 - \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \right)$$

и

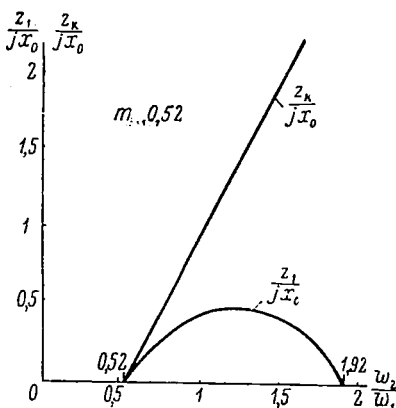
$$Z_k = jx_0 \left(1,92 \frac{\omega_2}{\omega_1} - 1 \right).$$

На фиг. 2.87 изображены два закона, характеризующие изменение Z_1 и Z_k в зависимости от отношения ω_2/ω_1 . На основании приведенного графика можно сделать следующие выводы.

1. ЛВТ с первичным симметрированием воспроизводит линейную зависимость выходного напряжения от угла поворота ротора при коэффициенте $m = 0,52$ в том случае, если отношение витков изменяется в пределах 0,52—1,92.

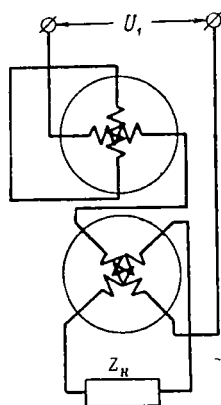
2. Между сопротивлениями квадратурной обмотки и обмотки возбуждения существуют вполне определенные соотношения, зависящие от реактанса намагничивания, т. е. от обмоточных данных ЛВТ.

Одним из основных преимуществ ЛВТ с первичным симметрированием является возможность симметрирования цепей при Z_1 и Z_k , близких к нулю. Это дает возможность закорачивать выход квадратурной обмотки (фиг. 2.88). При этом Z_k и Z_1 не могут быть равными нулю, так как не равны нулю сопротивления самих обмоток. Однако нарушение симметрии первичных обмоток ЛВТ не окажет заметного влияния на линейную зависимость $E_2 = f(\alpha)$. Изменение сопротивления нагрузки также не внесет искажений в линейную зависимость выходного напряжения ЛВТ. Ток первичной цепи, а также и входное сопротивление ЛВТ с первичным симметрированием не являются величинами постоянными и зависят от угла поворота ротора.



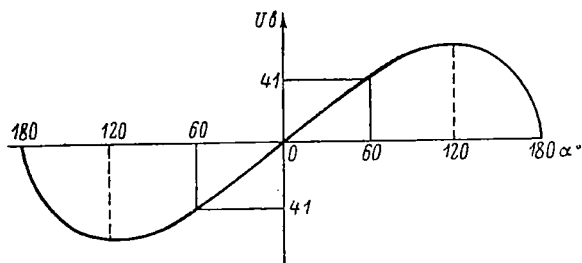
Фиг. 2.87. График, характеризующий изменение Z_1 и Z_k в зависимости от отношения витков ω_2/ω_1 .

График выходного напряжения ЛВТ при повороте ротора на 360° изображен на фиг. 2. 89. Выходное напряжение ЛВТ изменяется линейно в пределах угла поворота ротора от 0 до $\pm 60^\circ$. При переходе через нуль фаза выходного напряжения изменяется на 180° . При напряжении возбуждения 110 в при угле поворота ротора 60° и при коэффициенте трансформации $0,565$ выходное напряжение составляет 41 в. Если величина, подлежащая преобразованию, знакопеременная, то ей будет соответствовать и знакопеременное напряжение.



Фиг. 2. 88. Схема ЛВТ с первичным симметрированием, у которой квадратная обмотка закорочена.

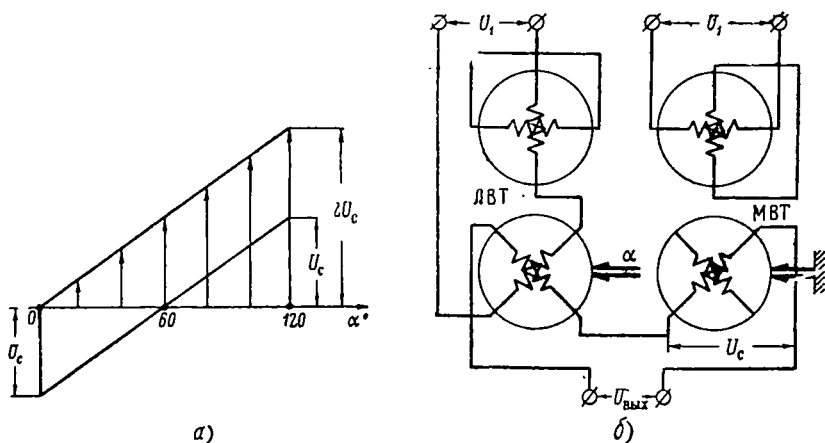
Если величина однозначная, то выходное напряжение ЛВТ, соответствующее этой величине, может быть увеличено вдвое, в связи с чем ошибки ЛВТ уменьшаются. При этом снижаются и ошибки ввода угла поворота ротора ввиду изменения его от 0 до 120° . Выходное напряжение увеличивается путем суммирования выходного напряжения ЛВТ с неизменным напряжением смещения U_c , благодаря чему нулевое положение ротора смещается влево по оси абсцисс (фиг. 2. 90, а). При смещенном нулевом положении ротора выходное напряжение ЛВТ суммируется с напряжением смещения U_c , имеющим противоположную фазу. Так как эти два напряжения равны, то суммарное напряжение будет равно нулю. При повороте ротора на 60° выходное напряжение ЛВТ отсутствует, поэтому результирующее напряжение будет равно напряжению смещения. При $\alpha = 120^\circ$ оба напряжения будут иметь одну и ту же



Фиг. 2. 89. График выходного напряжения ЛВТ.

фазу, вследствие чего результирующее напряжение будет равно сумме напряжений, т. е. $2U_c$. Если фазу смещающего напряжения изменить на 180° , то нулевое положение ротора переместится на 120° , а выходное напряжение изменит фазу. На фиг. 2. 90, б изображена схема ЛВТ со смещением. Напряжение смещения снимается с масштабного вращающегося трансформатора (МВТ), ротор кото-

рого устанавливается в такое положение, при котором его выходное напряжение будет равно U_c . Так как в МВТ не требуется точной зависимости напряжения от α , то в качестве МВТ используется



Фиг. 2.90. Схема ЛВТ со смещенным нулевым положением ротора и график выходного напряжения ЛВТ со смещением.

ВТ с малой точностью. В ЛВТ и МВТ квадратурные обмотки закорачиваются, что соответствует первичному симметрированию.

В качестве линейного вращающегося трансформатора в некоторых случаях может быть использован СКВТ, если ротор его вращать по $\arcsin \alpha$.

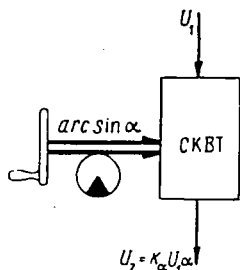
Известно, что для СКВТ, ротор которого вращается по α , вторичная э. д. с. будет равна

$$U_2 = k_a U_1 \sin \alpha.$$

Однако если ротор СКВТ вращать по $\arcsin \alpha$, то, очевидно, э. д. с. вторичной цепи будет

$$U_2 = k_a U_1 \sin \arcsin \alpha = k_a U_1 \alpha.$$

Как видим, эта э. д. с. линейно зависит от угла поворота ротора, который изменяется от 0 до $\pm 90^\circ$. Для вращения ротора по величине, пропорциональной $\arcsin \alpha$, можно использовать или кулачок, механически связанный с ротором СКВТ, или маховик со шкалой, имеющей неравномерные деления (фиг. 2.91). В последнем случае $\arcsin \alpha$ будет вводиться вручную.



Фиг. 2.91. СКВТ, ротор которого вращается по $\arcsin \alpha$.

§ 16. Конструкции ВТ

Вращающиеся трансформаторы различаются между собой как по габаритам, так и по ряду других признаков. В конструктивном отношении они мало отличаются друг от друга.

Конструкция ВТ первого габарита изображена на фиг. 2.92. Статор ВТ имеет форму цилиндра, посадочный диаметр которого равен 90 мм. Посадочный диаметр ВТ второго габарита равен 70 мм и третьего — 45 мм. Клеммы статорных и роторных обмоток размещены на траверсе 1. Для удобства работы с ВТ клеммы имеют буквенное обозначение, например, клеммы статорных обмоток обозначены буквой С, а роторных — буквой Р. Для съема напряжения с обмоток ротора на нем установлено четыре контактных кольца, к которым с обеих сторон прижимаются щетки 2 с усилием 50—70 г. Ротор вращается в шарикоподшипниках класса А. Момент вращения ротора ВТ с контактными кольцами достигает 17—18 гдм. В целях увеличения надежности работы в некоторых типах ВТ щетки с кольцами заменены ленточными спиралями, благодаря которым вращающий момент уменьшается до 7—9 гдм. Введение ленточных спиралей ограничивает угол поворота ротора приблизительно до двух оборотов. Для регулирования масштабов напряжений используется масштабный вращающийся трансформатор (МВТ), конструкция которого приведена на фиг. 2.93.

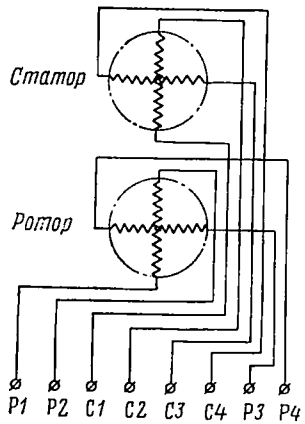
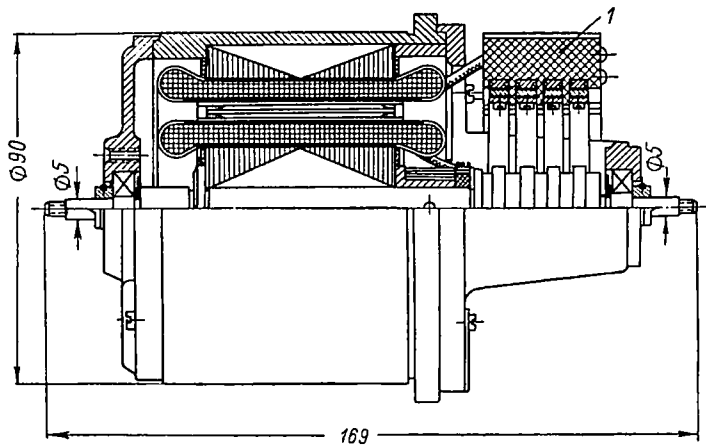
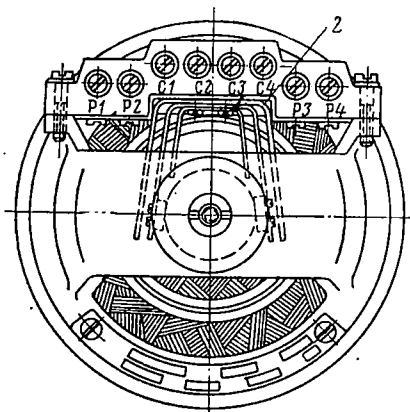
Вторичное напряжение с роторных обмоток МВТ снимается посредством четырех ленточных спиралей 1.

Ротор МВТ устанавливают посредством устройства, состоящего из двух зубчатых колес 2, 3 и стопорной шайбы 4. Шлиц на оси колеса 3 служит для вращения ротора МВТ; зубчатое колесо 2, жестко связанное с ротором, застопорено двумя винтами шайбы 4.

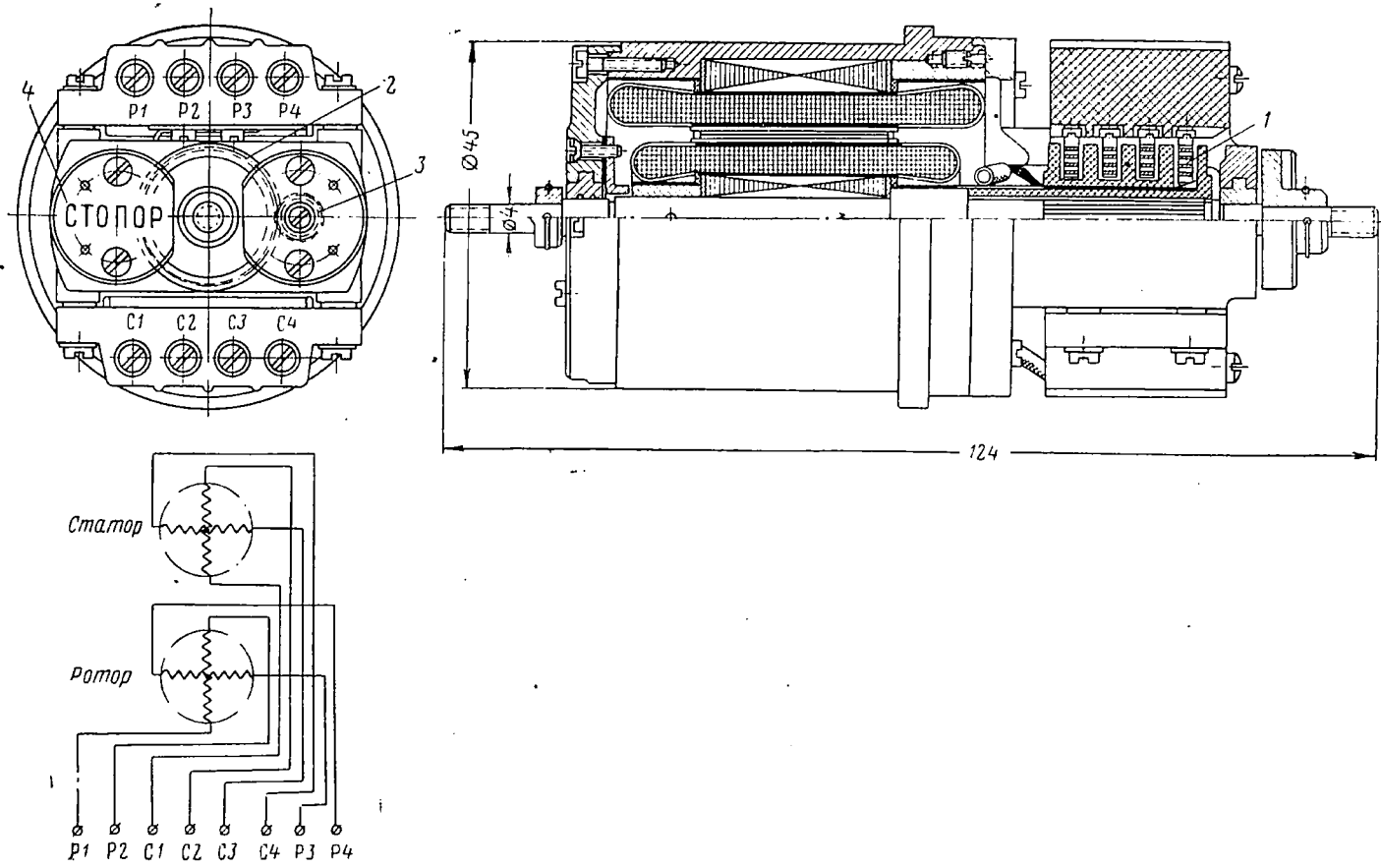
Вращающиеся трансформаторы различаются не только по габаритам, но и по параметрам, т. е. по сопротивлению холостого хода, коэффициенту трансформации и материалу магнитопровода. Характеристики различных типов ВТ приведены в табл. 2.4. Указанные в таблице Z_{x-x} получены для переменного тока с частотой 500 гц. Необходимо иметь в виду, что коэффициенты трансформации могут иметь отклонение до 2% от указанных в таблице номиналов, а сопротивление холостого хода — до 15%.

Допустимые погрешности ВТ приведены в табл. 2.5.

Относительная ошибка в отображении линейной зависимости ЛВТ третьего габарита при изменении угла поворота ротора $\pm 60^\circ$ не должна превышать $\pm 0,5\%$ для 2-го класса точности и $0,7\%$ для 3-го. Однако эти данные не являются окончательными, так как взяты из временных технических условий на изготовление и приемку ВТ третьего габарита.



Фиг. 2.92. Конструкция ВТ первого габарита.



Фиг. 2. 93. МВТ третьего габарита.

Вращающиеся трансформаторы Таблица 2. 4

Номер ВТ	Сопротивление холостого хода $Z_{х.х}$ ОМ	Коэффици- ент транс- формации k_T	Материал магнито- провода	Угол поворота ротора	Назначение
Первый габарит					
И6.713.009	700	0,565	Пермаллой	Не ограничен	СКВТ
И6.713.010	270	0,565	"	То же	СКВТ
И6.713.011	270	0,8	"	"	СКВТ
И6.713.012	3100	0,96	"	"	СКВТ
И6.713.013	600	0,565	Железо	Ограничен	ЛВТ и СКВТ
И6.713.014	230	0,565	"	"	ЛВТ и СКВТ
И6.713.015	3100	0,96	Пермаллой	"	СКВТ
И6.713.016	700	0,565	"	"	СКВТ
И6.713.020	270	0,565	"	"	СКВТ
И6.713.021	1000	0,96	"	"	СКВТ
И6.713.042	950	0,565	Железо	"	ЛВТ и СКВТ
И6.713.047	700	0,96	Пермаллой	"	СКВТ
И6.713.048	700	0,96	"	Не ограничен	СКВТ
И6.713.153	270	0,59	"	Ограничен	МВТ
И6.713.152	700	0,6	"	"	МВТ
И6.773.153	600	0,1	Железо	"	МВТ
Второй габарит					
И6.713.017	950	0,565	Железо	Не ограничен	СКВТ
И6.713.018	1000	0,565	Пермаллой	То же	СКВТ
И6.713.030	4100	0,55	"	"	СКВТ
И6.713.031	4100	0,96	"	"	СКВТ
И6.713.032	950	0,565	Железо	Ограничен	ЛВТ и СКВТ
И6.713.033	1000	0,565	Пермаллой	"	СКВТ
И6.713.034	4100	0,55	"	"	СКВТ
И6.713.035	4100	0,96	"	"	СКВТ
И6.713.036	950	0,59	Железо	"	МВТ
И6.713.037	1000	0,59	Пермаллой	"	МВТ
И6.713.038	4100	0,565	"	"	МВТ
И6.713.039	4100	0,96	"	"	МВТ
И6.713.043	950	0,95	Железо	Не ограничен	СКВТ
И6.713.044	950	0,102	"	То же	СКВТ

Продолжение

Номер ВТ	Сопротивление холостого хода $Z_{х.х}$ $ОМ$	Коэффициент транс- формации k_T	Материал магнито- провода	Угол поворота ротора	Назначение
И6.713.049	950	0,95	Железо	Не ограничен	СКВТ
И6.713.050	950	0,565	"	"	СКВТ
И6.713.204	480	0,565	Пермаллой	"	СКВТ
И6.713.205	1000	0,95	"	"	СКВТ
И6.713.206	1000	0,95	"	"	СКВТ
И6.713.229	440	0,565	Железо	"	СКВТ
И6.713.254	480	0,565	Пермаллой	Ограничен	СКВТ
И6.713.255	1000	0,95	"	"	СКВТ
И6.713.277	440	0,565	Железо	"	ЛВТ и СКВТ
И6.713.354	480	0,565	Пермаллой	"	МВТ
И6.713.355	480	0,15	"	"	МВТ
И6.713.376	440	0,15	Железо	"	МВТ
И6.713.379	950	0,102	"	"	МВТ

Вращающиеся трансформаторы

Номер ВТ	Номи- нальное напря- жение v	Сопро- тивление холосто- го хода $Z_{х.х}$ $ОМ$	Коэффи- циент транс- форма- ции k_T	Материал магнито- провода	Угол поворота ротора	Назна- чение
-------------	--	--	--	---------------------------------	-------------------------	-----------------

Третий габарит

И6.713.558	60	850	0,1	Пермаллой	Не ограничен	СКВТ
И6.713.568	60	850	0,575	"	Ограничен	МВТ
И6.713.557	110	800	0,575	Железо	Не ограничен	СКВТ
И6.713.569	110	950	0,140	"	Ограничен	МВТ
И6.713.597	110	800	0,575	"	"	СКВТ
И6.713.599	60	850	0,575	Пермаллой	Не ограничен	СКВТ
И6.713.560	60	800	1	"	То же	СКВТ
И6.713.561	220	4300	1	"	"	СКВТ

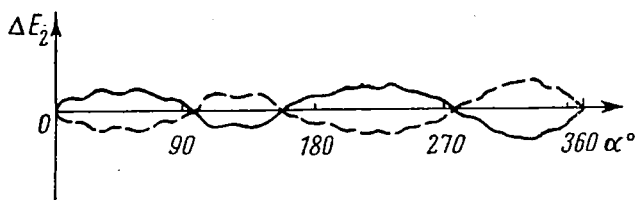
Таблица 2.5

Класс точности	0	1	2	3
СКВТ первого и второго габаритов				
Допустимое напряжение на квадратурной обмотке при любом положении ротора ΔU в в	0,4	0,6	0,9	1,3
Допустимая относительная ошибка в синусоидальной зависимости δU в %	$\pm 0,06$	$\pm 0,11$	$\pm 0,22$	$\pm 0,3$
ЛВТ первого и второго габаритов				
Допустимая ошибка в линейной зависимости в пределах изменения угла поворота ротора $\pm 60^\circ \delta U_L$ в %	—	$\pm 0,11$	$\pm 0,22$	$\pm 0,3$
СКВТ третьего габарита				
Допустимое напряжение на квадратурной обмотке при любом положении ротора ΔU в в	—	—	1,1	1,5
Допустимая относительная ошибка в синусоидальной зависимости δU в %	—	—	$\pm 0,22$	$\pm 0,3$

§ 17. Компенсатор ошибок ВТ

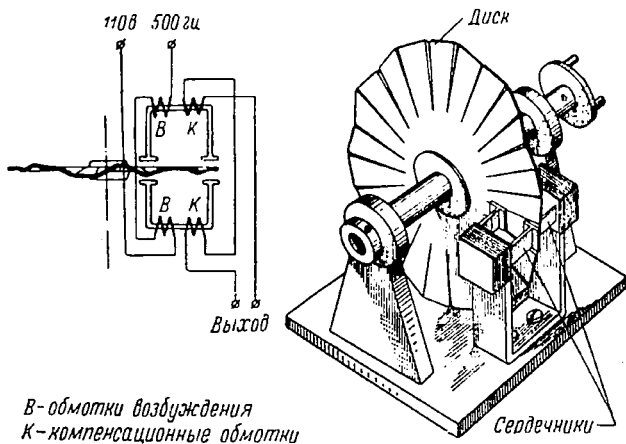
Точность ВТ зависит от закона изменения коэффициента взаимной индукции между обмотками статора и ротора. Эта точность ВТ будет высокой, если коэффициент взаимной индукции изменяется строго по закону синуса или косинуса угла поворота ротора. Однако практическое выполнение такого закона с высокой точностью представляет значительные трудности. Одной из основных причин снижения точности ВТ являются трудности производственного характера. Например, эксцентриситет ротора и статора, короткое замыкание отдельных витков обмоток, неравномерная магнитная проницаемость пакетов статора и ротора и многие другие причины приводят к погрешности во вторичной э. д. с. $E_2 = f(\alpha)$. Эти погрешности могут быть значительно уменьшены, если ВТ будет работать с компенсатором ошибок, вырабатывающим э. д. с., равную по величине, но противоположную по фазе э. д. с. ошибки ВТ. Например, если СКВТ имеет ошибки, характер которых на фиг. 2.94 изображен сплошной кривой, то компенсатор ошибок должен вырабатывать э. д. с., изображенную на той же фигуре пунктирной кривой, являющейся зеркальным отображением кривой ошибок э. д. с. СКВТ. Компенсатор ошибок представляет собой дифференциальную магнитную систему (фиг. 2.95), состоящую из двух сердечников, между которыми с за-

зорами вращается диск с радиальными разрезами. На каждом сердечнике расположены обмотки возбуждения и компенсационная, причем обмотки возбуждения обоих сердечников соединяются последовательно, а компенсационные — навстречу друг другу. Если обмотки возбуждения питать тем же напряжением, что и ВТ, т. е. 110 в, 500 гц, то в компенсационных обмотках будут наводиться рав-



Фиг. 2. 94. График погрешностей СКВТ.

ные, но противоположные по фазе э. д. с. Таким образом, выходное напряжение компенсатора ошибок будет равно нулю. Так как железный диск имеет 48 разрезов, благодаря которым образуется 48 равных секторов, то можно каждый из секторов в отдельности подгибать к тому или другому сердечнику, вследствие чего зазоры



Фиг. 2. 95. Конструкция и схема компенсатора ошибок ВТ.

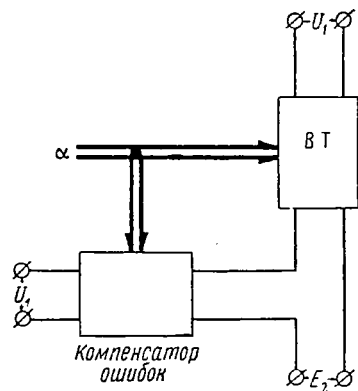
между сердечниками и секторами диска могут быть различными. Изменение зазоров приводит к увеличению магнитного потока в одном сердечнике и к уменьшению в другом, благодаря чему в компенсационных обмотках будут наводиться различные э. д. с. В силу встречного соединения компенсационных обмоток выходная э. д. с. компенсатора ошибок будет равна разности э. д. с., наводимых в компенсационных обмотках. Величина и фаза выходной э. д. с. зависят от величины зазора и направления изгиба сектора диска.

Ввиду того, что диск компенсатора ошибок механически связан с ротором СКВТ, для различных углов поворота ротора можно путем подгибания секторов диска компенсировать погрешности СКВТ. Передаточное отношение между ротором СКВТ и диском компенсатора берут равным единице. Для ЛВТ это передаточное отношение берут равным 1 : 2,5, следовательно, при повороте ротора ЛВТ на 120° диск компенсатора повернется на 300° . Таким образом, компенсация ошибок ЛВТ осуществляется путем подгибания секторов диска через каждые $7,5^\circ$ поворота ротора. На фиг. 2.96 изображена электромеханическая схема ВТ с компенсатором ошибок, выходные обмотки которых соединяются последовательно. Передаточное отношение i между ними выбирается в зависимости от режима работы ВТ. Параметры обмоток компенсатора ошибок таковы, что входное сопротивление его достигает нескольких десятков тысяч омов, а выходное сопротивление — несколько, а иногда и меньше 1 ом. При таких соотношениях сопротивлений коэффициент трансформации компенсатора ошибок не превышает нескольких тысячных долей. Например, если коэффициент трансформации равен 0,002, то при напряжении возбуждения 110 в на выходе будем иметь максимальное напряжение $\pm 0,22$ в, знак которого зависит от того, к какому сердечнику подгибается сектор диска. Следовательно, при указанных параметрах компенсируются ошибки ВТ, не превышающие $\pm 0,22$ в. Могут быть компенсированы не только систематические ошибки ВТ, но и систематические ошибки механической передачи к ВТ, если только эти ошибки, преобразованные в напряжение, не превышают максимальную э. д. с. компенсатора.

Использование компенсатора ошибок в счетно-решающем приборе значительно усложняет его схему, так как необходимо осуществлять механическую связь между ВТ и компенсатором ошибок. Поэтому компенсаторы ошибок применяются только в тех случаях, когда требуется высокая точность решения.

§ 18. Построение счетно-решающих схем на ВТ

При составлении счетно-решающих схем на ВТ необходимо выполнить ряд условий, от которых зависит точность решения задачи. Если в схеме необходимо иметь ЛВТ, то одним из первых условий является непременно его расположение на входе решающей схемы,



Фиг. 2.96. Электромеханическая схема ВТ с компенсатором ошибок.

т. е. напряжение сети должно быть подключено непосредственно к ЛВТ.

Это условие необходимо выполнять в связи с тем, что ток в цепи возбуждения ЛВТ (с первичным симметрированием) зависит от угла поворота ротора. Действительно, для ЛВТ имеет место следующая зависимость:

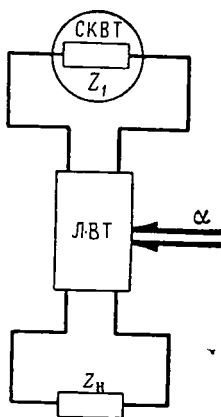
$$Z_{x.x \text{ ЛВТ}} = Z_{x.x \text{ СКВТ}} (1 + 0,52 \cos \alpha)^2,$$

где $Z_{x.x \text{ ЛВТ}}$ и $Z_{x.x \text{ СКВТ}}$ — сопротивления холостого хода ЛВТ и СКВТ.

Если взять $Z_{x.x \text{ СКВТ}} = 400 \text{ ом}$, то при $\alpha = 0^\circ$ $Z_{x.x \text{ ЛВТ}}$ будет равно 924 ом и при $\alpha = 60^\circ$ — 635 ом.

Таким образом, с увеличением угла поворота ротора ЛВТ его входное сопротивление будет уменьшаться, а ток, наоборот, увеличиваться. Предположим, что ЛВТ питается от СКВТ, имеющего высокоомный выход. Обозначим это сопротивление через Z_1 и включим его последовательно с первичной обмоткой ЛВТ, как это показано на фиг. 2.97. С увеличением α падение напряжения на сопротивлении Z_1 будет возрастать, вследствие чего будет уменьшаться напряжение питания первичной обмотки ЛВТ. Это приведет к искажению линейной зависимости выходного напряжения ЛВТ от угла поворота ротора. Поэтому решающую схему на ВТ следует составлять так, чтобы ЛВТ питался непосредственно от сети, так как напряжение сети мощного источника тока не будет изменяться при подключении ЛВТ. По указанной причине не рекомендуется последовательно включать два ЛВТ, так как второй ЛВТ, являющийся нагрузкой первого, будет иметь большую погрешность в выходном напряжении.

Фиг. 2.97. Включение ЛВТ в схему.



Если по каким-либо причинам осуществить питание ЛВТ непосредственно от сети невозможно, то необходимо стремиться к тому, чтобы питающие ВТ имели низкоомный выход по сравнению со входным сопротивлением ЛВТ.

Второе условие, которое следует выполнять при составлении решающей схемы на ВТ, касается выбора материала магнитопровода ВТ. Если на обмотку возбуждения ВТ поступает незначительное напряжение (до 5—7 в), то в силу нелинейности характеристики магнитной цепи изменяется сопротивление холостого хода, а следовательно, возникают и погрешности ВТ. Чтобы устранить погрешности вследствие нижнего загиба характеристики, пакеты статора и ротора следует изготавливать из пермаллоя.

В решающей схеме на ВТ постоянное напряжение сети переменного тока прикладывается только к входному ВТ, а все остальные

находятся под напряжением (переменного тока), амплитуда которого изменяется и может быть даже равна нулю.

Таким образом, если ВТ расположен в начале решающей схемы и, следовательно, питается напряжением, постоянным по амплитуде, то статор и ротор его надлежит изготавливать из трансформаторной стали марки Э4АА. Магнитопроводы всех последующих ВТ схемы надлежит изготовить из молибденового пермаллоя марки Н80МЗ, так как в этих ВТ сопротивление холостого хода зависит в меньшей мере от питающего напряжения, чем во вращающихся трансформаторах, изготовленных из трансформаторного железа.

В связи с тем, что ЛВТ рекомендуется размещать в начале решающей схемы, и возбуждение его осуществляется напряжением сети, статор и ротор ЛВТ, как правило, изготавливаются из трансформаторной стали. Магнитные цепи СКВТ изготавливаются как из пермаллоя, так и из трансформаторной стали, так как они могут занимать любое место в решающей каскадной схеме.

Следующим условием составления решающей схемы является выбор сопротивления холостого хода ВТ. Величина этого сопротивления зависит от места расположения ВТ в схеме. Согласно зависимости для электромеханического счетно-решающего четырехполюсника $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{х.х}}}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}}$ погрешность ВТ от нагрузки будет

уменьшена при уменьшении отношения $\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}$. Погрешности будут снижены, если в схеме фиг. 2.98 ВТ-2 будет иметь большее входное сопротивление, чем выходное сопротивление ВТ-1.

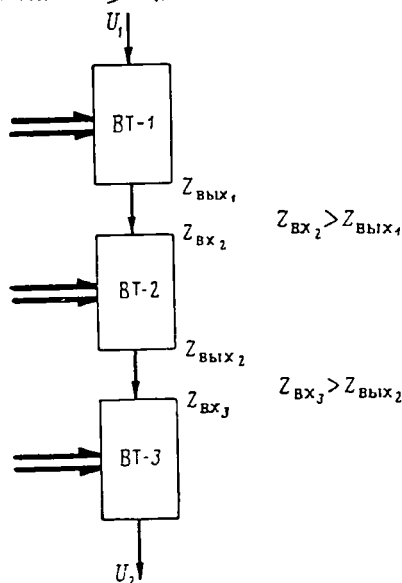
Так как при этом возрастет выходное сопротивление ВТ-2, то, чтобы отношение $\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}$ осталось малым и для ВТ-2, необходимо выбрать ВТ-3 еще с большим входным сопротивлением, чем ВТ-2. Таким образом, каждый последующий ВТ в схеме должен иметь $Z_{\text{х.х}}$ больше, чем предыдущий. Однако уменьшение отношения $\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}}$ можно также получить путем уменьшения коэффициента трансформации ВТ, так как при малом коэффициенте трансформации ВТ будет иметь малое выходное сопротивление.

При суммировании нескольких напряжений переменного тока, полученных с выхода ВТ, или при подаче двух напряжений на конструктивный вращающийся трансформатор неизменным условием является совпадение фаз напряжений. Однако параметры ВТ не одинаковы, и поэтому может произойти несовпадение фаз. В схеме, изображенной на фиг. 2.99, совпадение фаз суммируемых напряжений может быть достигнуто путем включения омических сопротивлений последовательно с обмотками возбуждений ВТ, напряжения которых подлежат суммированию.

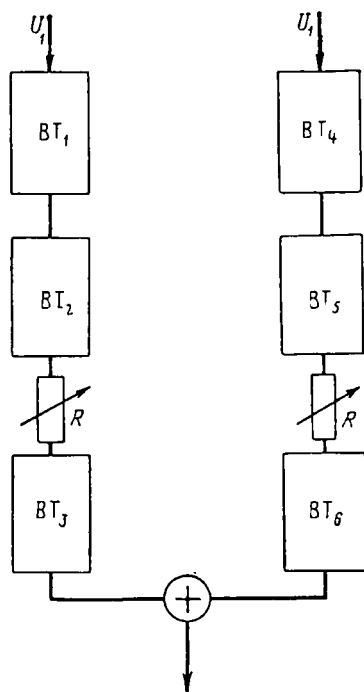
Рассмотрим схему (фиг. 2.100, а), в которой последовательно с обмоткой возбуждения включено омическое сопротивление R , и эквивалентную схему соединения этих элементов, изображенных на фиг. 2.100, б. Если обозначить входное сопротивление ВТ через Z , то выходное напряжение U_2 будет равно

$$U_2 = U_1 \frac{Z}{Z + R} \approx U_1 \left(1 - \frac{R}{Z}\right), \quad (2.138)$$

так как $Z \gg R$.



Фиг. 2.98. Каскадная схема на ВТ.



Фиг. 2.99. Схема на ВТ с фазирующими омическими сопротивлениями.

Пользуясь символическим методом, выразим сопротивление ВТ как

$$Z = z (\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (2.139)$$

Если подставить (2.139) в выражение (2.138), то

$$U_2 = u \left[1 - \frac{R}{z} (\cos \varphi - j \sin \varphi) \right].$$

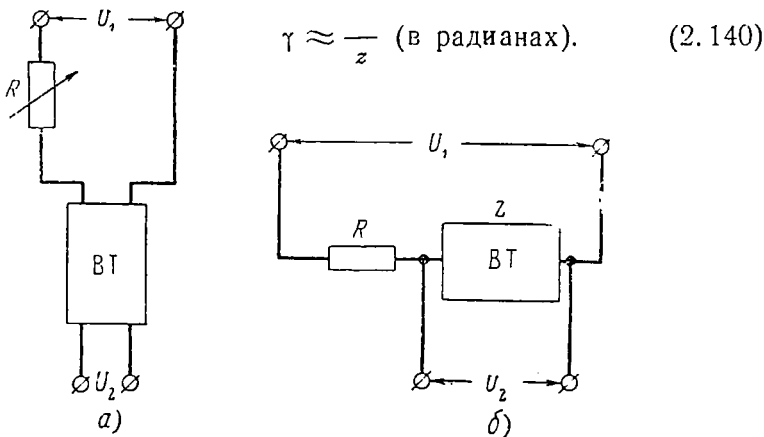
Вследствие включения сопротивления R фаза выходного напряжения ВТ будет равна

$$\gamma = \arctg \frac{\frac{R}{z} \sin \varphi}{1 - \frac{R}{z} \cos \varphi}.$$

Так как отношение $\frac{R}{z} < 1$, то γ вычислим по приближенной формуле

$$\gamma = \frac{R}{z} \sin \varphi.$$

Ввиду того, что для ВТ φ можно принять приблизительно равным 80° , формула для γ будет иметь вид



Фиг. 2.100. Схема последовательного включения ВТ с омическим сопротивлением.

Таким образом, если принять z равным 1000 ом, то при включении фазировочного сопротивления $R=50$ ом фаза выходного напряжения изменится на $\frac{50}{1000} = 0,05$ рад. или $2^\circ,86$. Однако включение фазировочного сопротивления в цепь возбуждения ВТ вызовет и амплитудную погрешность, но она будет мала, так как $R < z$. Эта погрешность может быть компенсирована соответствующей установкой ротора масштабного ВТ.

Практически в схемах на ВТ фазировочные сопротивления не рассчитываются. Для удобства регулировки фаз напряжений включаются малоомные регулировочные сопротивления проволочного типа, величины которых подбираются путем выравнивания фаз напряжений по осциллографу.

Пример. Сферические координаты β , ε , D определяют положение точки A в пространстве относительно точки B , являющейся началом системы координат x_0 , y_0 , z_0 (фиг. 2.101). Постоянные координаты b_x , b_y и b_z представляют собой проекции отстояния точки B на оси координат основной системы x , y , z . Координаты точки A в системе x , y , z имеют следующие выражения:

$$x = b_x + D \cos \varepsilon \sin \beta;$$

$$y = b_y + D \cos \varepsilon \cos \beta;$$

$$z = b_z + D \sin \varepsilon.$$

Зададим пределы изменения координат:

$$D = 0 \div 30\,000 \text{ м}$$

$$\varepsilon = 0 \div 90^\circ$$

$$\beta = 0 \div 360^\circ$$

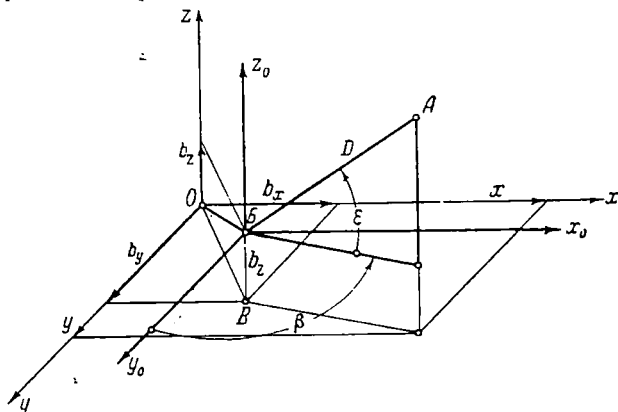
$$b_x = b_y = \pm 1000 \text{ м}$$

$$b_z = 0 \div 500 \text{ м}$$

$$x = y = \pm 30\,000 \text{ м}$$

$$z = 0 \div 15\,000 \text{ м}$$

Принципиальная схема прибора, осуществляющего решение указанных выше формул, изображена на фиг. 2.102. В схеме имеется девять решающих ВТ, вос-



Фиг. 2.101. Определение положения точки А в различных системах координат.

производящих указанные выше функциональные зависимости, семь масштабных ВТ, посредством которых осуществляется согласование электрических масштабов, и семь фазирующих сопротивлений (омических).

Обработка координат x , y и z производится автоматически посредством трех следящих систем, состоящих из усилителей и обрабатывающих моторов. Замыкание квадратурных обмоток ВТ свидетельствует о выполнении первичного симметрирования цепей ВТ. Этот метод симметрирования в практике получил наибольшее распространение, так как он очень просто осуществляется и не требует постоянства нагрузок вторичных цепей.

Напряжение, пропорциональное дальности, вырабатывается двумя ВТ—ЛВТ₁ и МВТ₂. Так как дальность — величина однозначная, то в целях увеличения масштаба напряжения целесообразно к ЛВТ₁ подключить МВТ₂ для получения постоянного смещающего напряжения. При этом выходное напряжение, пропорциональное дальности, вырастет с 41 до 82 в, а угол поворота ротора ЛВТ₁ увеличится до 120°.

Таким образом, цена оборота (ц. о.) ротора ЛВТ будет равна

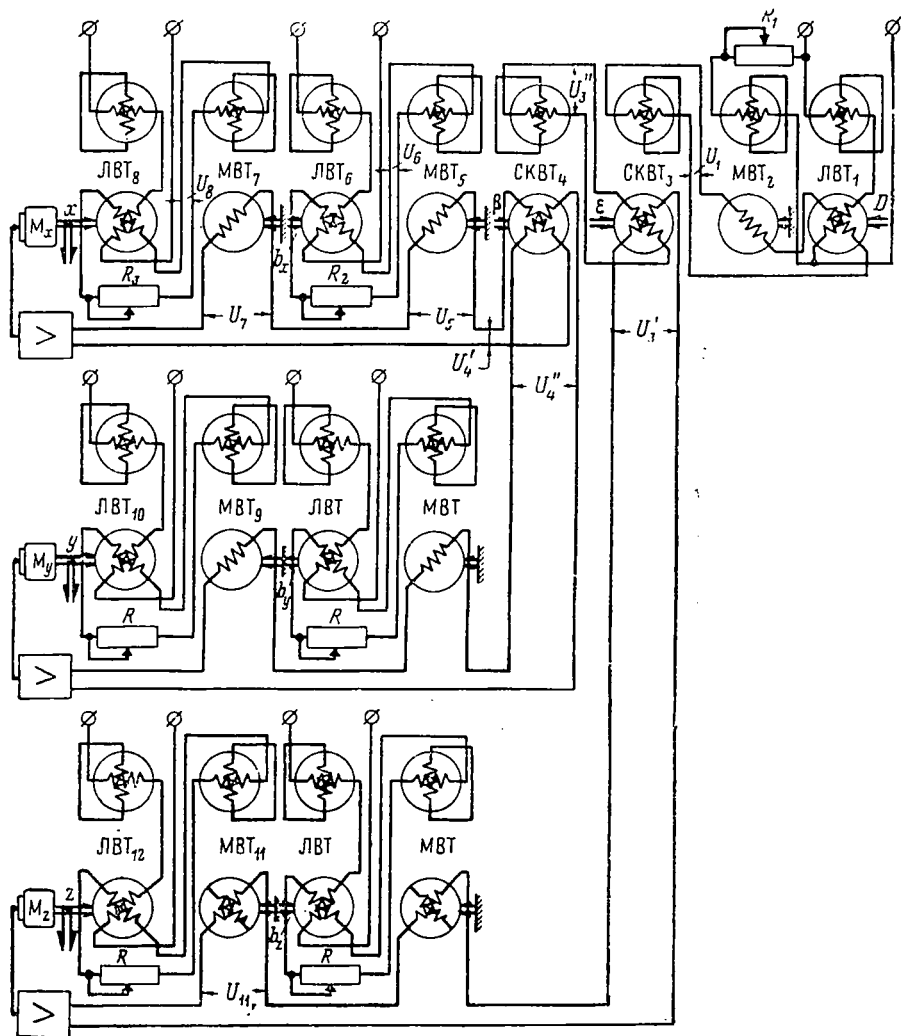
$$\text{ц. о. ЛВТ}_1 = \frac{30\,000}{120} 360 = 90\,000 \text{ м};$$

электрический масштаб

$$m_{\text{ЛВТ}_1} = \frac{82}{30\,000} 1000 = 2 \frac{11}{15} \text{ мВ/м.}$$

Согласование фаз напряжений ЛВТ₁ и МВТ₂ производится посредством регулировочного сопротивления R_1 .

Так как с ЛВТ₁ и МВТ₂ снимается достаточно большая мощность (к ним подключено еще несколько ВТ), то в качестве ЛВТ₁ и МВТ₂ следует использовать машины первого габарита. Магнитопроводы ЛВТ₁ и МВТ₂ могут быть изгото-



Фиг. 2.102. Решающая схема на ВТ.

товлены из железа, так как они питаются напряжением сети 110 в, 500 гц. В качестве ЛВТ₁ следует выбрать машину И6.713.014, а в качестве МВТ₂ — И6.713.153 с магнитопроводом из пермаллоя, так как в табл. 2.4 не имеется МВТ первого габарита с железным магнитопроводом и коэффициентом трансформации около 0,5, при котором можно получить смешивающее напряжение 41 в.

Выходное напряжение U_1 , равное 82 в, является напряжением возбуждения СКВТ₃, ротор которого вращается по ϵ . Таким образом, СКВТ₃ вырабатывает два напряжения, пропорциональные $D \sin \epsilon$ и $D \cos \epsilon$. Одно из этих напряжений U_3'' , пропорциональное $D \cos \epsilon$, питает СКВТ₄, во вторичных обмотках которого трансформируются напряжения U_4' и U_4'' , пропорциональные $D \cos \epsilon \sin \beta$ и $D \cos \epsilon \cos \beta$, так как ротор СКВТ₄ вращается по β . Выходные напряжения СКВТ₄ компенсируются, а также компенсируется одно из напряжений СКВТ₃, т. е. U_3' , поэтому эти ВТ без ущерба для точности решения могут иметь второй габарит.

Учтя, что ВТ, включенный в качестве нагрузки, должен иметь входное сопротивление больше, чем ВТ, к которому он подключен, и, кроме того, все ВТ, кроме входных, должны иметь магнитопроводы из пермаллоя, то в качестве СКВТ₃ может быть выбран тип машины — И6.713.033, у которой $z_{x,x} = 1000 \text{ ом}$, $k_T = 0,565$, а в качестве СКВТ₄ — И6.713.030, имеющий $z_{x,x} = 4100 \text{ ом}$, $k_T = 0,55$.

Электрический масштаб напряжения U_3' , а также и U_3'' будет равен $m_{U_3} = 2 \frac{11}{15} 0,565 \approx 1,544 \text{ мв/м}$. Электрический масштаб напряжения U_4' и U_4'' равен $m_{U_4} = 2 \frac{11}{15} 0,565 \cdot 0,55 = 0,848 \text{ мв/м}$.

Угол поворота ротора СКВТ₃ равен 90° , так как ϵ имеет максимальное значение 90° , а угол поворота ротора СКВТ₄ равен 360° и соответствует пределу изменения азимута β . Все рассмотренные ВТ, за исключением И6.713.030, имеют ограниченный угол поворота, благодаря чему повышается надежность их работы. СКВТ₄ не может иметь ограничения в угле поворота ротора, так как по условию не имеется ограничения во вращении прибора по β . Так как узлы выработки координат x , y и z подобны, то рассмотрим только узел выработки координаты x .

ЛВТ₆ и МВТ₅ вырабатывают напряжение U_5 , пропорциональное проекции отстояния b_x . Так как масштаб напряжения U_5 должен быть равен масштабу напряжения U_4' , то при заданном предельном значении b_x максимальное напряжение U_5 , вырабатываемое МВТ₅, будет равно

$$(U_5)_{\max} = m_{U_4} (b_x)_{\max} = 0,848 \cdot 1000 = 848 \text{ мв} = 0,848 \text{ в.}$$

Для определения входного напряжения МВТ₅ необходимо знать коэффициент трансформации этого ВТ. Если в качестве МВТ₅ взять машину И6.713.355, у которой $z_{x,x} = 480 \text{ ом}$ и $k_T = 0,15$, то к этому МВТ должно быть приложено максимальное напряжение U_6 , равное

$$(U_6)_{\max} = \frac{0,848}{0,15} = 5,65 \text{ в.}$$

В целях регулирования масштаба напряжения U_5 увеличим напряжение U_6 до 10 в. ЛВТ₆ может работать без смещения, так как его выходное напряжение не превышает 10 в. Если в качестве ЛВТ₆ взять ВТ И6.713.277, у которого $z_{x,x} = 440 \text{ ом}$ и $k_T = 0,565$, то напряжение возбуждения ЛВТ₆ составит около 27 в, однако на схеме укажем напряжение 30 в. Такое же напряжение подается еще на два ЛВТ, служащих для ввода величин b_y и b_z . Цена оборота ротора ЛВТ₆ будет равна

$$\text{ц. о. лвт}_6 = \frac{1000}{60} 360 = 6000 \text{ м.}$$

Фазирующее сопротивление R_2 предназначается для согласования фаз напряжений U_6 и U_4' . Координата x обрабатывается автоматически следящей системой, состоящей из усилителя и серводвигателя M_x , вращающего ротор ЛВТ₆ по координате x .

При $k_T = 0,59$ входное напряжение MVT_{11} будет составлять 39,3 в, в то время как с LVT_{12} можно снять напряжение, равное 41 в. Следовательно, при соответствующей установке ротора MVT_{11} и при напряжении возбуждения 41 в с его выхода можно получить необходимое напряжение 23,2 в.

Чтобы согласовать электрические масштабы цепей обработки координат x и y , имеющих знакопеременные значения, необходимо уменьшить электрические масштабы напряжений U_4' и U_4'' примерно на 8%. В этом случае максимальные напряжения возбуждения MVT_7 и MVT_9 будут иметь значения около 40 в, т. е. меньше максимальных выходных напряжений LVT_8 и LVT_{10} .

Уменьшить масштабы напряжений можно путем уменьшения напряжения возбуждения LVT_1 и MVT_2 на 8%, т. е. на 9 в. В цепи возбуждения LVT_1 надлежит включить понижающий вольтдобавочный МВТ по схеме, изображенной на фиг. 2.103. В качестве вольтдобавочного (в/д) МВТ рекомендуется брать ВТ с малым коэффициентом трансформации, имеющий, следовательно, малое выходное сопротивление. Так как в/д МВТ расположен в начале схемы, то подходящим типом для этой цели следует взять ВТ ИБ.713.376, максимальное выходное напряжение которого будет 16,5 в. В нашем случае выходное напряжение 9 в можно получить соответствующей установкой ротора в/д МВТ. Чтобы напряжения возбуждения LVT_1 и MVT_2 были равно 101 в, фазы напряжений сети и в/д МВТ должны быть противоположны.

Глава IV

ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Для дифференцирования величин применяются различные устройства в зависимости от того, в каком виде представлена дифференцируемая величина и в каком виде должен быть получен результат. Если дифференцируемая величина представлена в виде механического поворота валика, то может быть использовано электро-механическое устройство тахометрического типа — тахогенератор, асинхронный тахометр и т. д. В этом случае результат дифференцирования будет получен в виде электрической величины — напряжения. Если дифференцируемая величина дана в виде электрической величины и результат также должен быть получен в виде электрической величины, то может быть применен емкостно-омический контур (типа RC). Индуктивно-омические контуры не нашли применения в счетно-решающих схемах, так как при одной и той же постоянной времени требуется большая индуктивность с малым омическим сопротивлением.

Катушки индуктивности без железа получают больших размеров, а применение катушек с железным сердечником вносит погрешности в результат дифференцирования вследствие нелинейности кривой намагничивания сердечника.

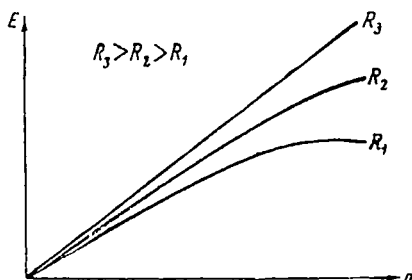
Не нашли применения и дифференцирующие трансформаторы, так как точное дифференцирование можно осуществить только в том случае, когда отсутствует нагрузка вторичной цепи.

§ 19. Магнитоэлектрический тахометр

Магнитоэлектрический тахогенератор (тахометр) является обычным коллекторным генератором постоянного тока, возбуждение которого осуществляется посредством постоянных магнитов. Чтобы магнитный поток оставался неизменным в течение длительного времени, постоянные магниты магнитоэлектрического тахометра изготовляются из высококоэрцитивных магнитных материалов, обладающих высокими магнитными характеристиками. К числу таких материалов относится магнито, имеющий коэрцитивную силу 550—650 эрстед и остаточную индукцию 11—12 тыс. гауссов. Закаленная углеродистая и вольфрамовая стали не обладают устойчивыми магнитными характеристиками и изменяют свои магнитные свойства с течением времени. Для постоянства магнитного потока в некоторых магнитоэлектрических тахогенераторах предусматривается установка магнитного шунта, посредством которого регулируется магнитный поток.

Э. д. с. магнитоэлектрического тахогенератора прямо пропорциональна числу оборотов n якоря, т. е.

$$E = k_r n.$$



Фиг. 2. 104. Характеристики магнитоэлектрического тахометра.

В этой формуле коэффициент пропорциональности равен

$$k_r = \frac{1}{60} p \frac{\omega}{a} \Phi \cdot 10^{-8},$$

где p — число пар полюсов;

a — число пар параллельных цепей;

ω — число витков в обмотке;

Φ — полный магнитный поток полюса.

На фиг. 2. 104 изображены примерные характеристики магнитоэлектрического тахогенератора при различных нагрузках. Чем больше нагрузка тахогенератора, тем ниже располагается характеристика. С увеличением нагрузки линейный участок характеристики сокращается, вследствие чего уменьшается максимальное значение э. д. с. E , линейно зависящей от n . Это происходит вследствие того, что магнитный поток якоря, воздействуя на магнитный поток статора, стремится уменьшить его величину.

Для повышения точности работы магнитоэлектрического тахогенератора, особенно при малых числах оборотов, когда в цепи якоря протекает малый ток, коллектор должен быть изготовлен из неокисляющихся материалов, например из нержавеющей стали, а щетки — из сплава серебра.

Если в счетно-решающей схеме напряжение магнитоэлектрического тахометра суммируется или компенсируется напряжением счетно-решающего устройства, которое питается напряжением сети, то необходимо предусмотреть стабилизацию этого напряжения, так как колебание напряжения сети будет отражаться на выходном напряжении счетно-решающего устройства, в то время как напряжение магнитоэлектрического тахогенератора будет оставаться неизменным.

В счетно-решающих системах эти тахогенераторы не нашли применения, однако они часто используются в системах обработки величин для выработки демпфирующих и форсирующих сигналов.

Основным преимуществом магнитоэлектрического тахогенератора является отсутствие необходимости иметь источник напряжения.

§ 20. Тахогенератор

Тахогенератором (ТГ) называется обычный генератор постоянного тока с независимым возбуждением, э. д. с. которого линейно зависит от числа оборотов якоря.

Если угол поворота якоря ТГ пропорционален дифференцируемой величине, то вырабатываемая э. д. с. будет характеризовать скорость изменения этой величины. Действительно, при постоянном потоке возбуждения ненагруженного тахогенератора, его э. д. с. E определяется как

$$E = k_r n,$$

где k_r — коэффициент пропорциональности;
 n — число оборотов якоря тахогенератора.

Так как

$$n \equiv \frac{d\alpha}{dt},$$

то

$$E \equiv \frac{d\tau}{dt}.$$

Таким образом, э. д. с. тахогенератора пропорциональна первой производной от угла поворота α якоря по времени. Однако нагрузка ТГ искажает линейную зависимость напряжения от числа оборотов якоря. Причиной искажения характеристики тахогенератора является реакция якоря, оказывающая влияние на магнитный поток в воздушном зазоре тахогенератора. Уменьшить влияние реакции якоря можно путем уменьшения тока якоря, т. е. путем увеличения сопротивления нагрузки тахогенератора. Чем меньше ток якоря, а следовательно, чем меньше снимаемая с тахогенератора мощность, тем меньше будет искажение линейной характеристики. В целях ослабления реакции якоря иногда используют дополнительную обмотку ω_d , расположенную на статоре, но включенную после-

довательно с обмоткой якоря и с сопротивлением нагрузки R_n (фиг. 2. 105). Регулируя ток в дополнительной обмотке посредством шунтирующего сопротивления $r_{ш}$, можно уменьшить искажение характеристики тахогенератора, наблюдающееся при больших скоростях вращения якоря. Для линейного участка кривой намагничивания э. д. с. ТГ будет равна

$$E = k_n (i_b w_b + i_d w_d) n.$$

Так как

$$i_b = \frac{U}{R_b}$$

и

$$i_d = \frac{E \frac{r_{ш}}{r_{ш} + R_d}}{R_n + R_n + \frac{R_d r_{ш}}{R_d + r_{ш}}} = \frac{E}{R_0},$$

где

$$\frac{1}{R_0} = \frac{\frac{r_{ш}}{r_{ш} + R_d}}{R_n + R_n + \frac{R_d r_{ш}}{R_d + r_{ш}}},$$

R_b и R_n — соответственно сопротивления обмотки возбуждения и обмотки якоря, то, обозначив

$$\frac{w_b}{R_b} = a_1, \quad \frac{w_d}{R_0} = a_2,$$

получим

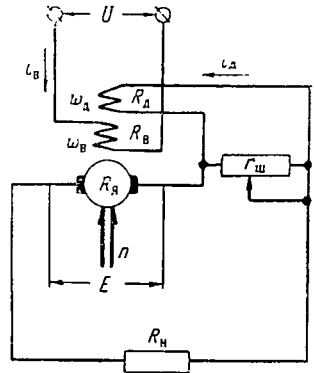
$$E = k_n (a_1 U + a_2 E) n,$$

откуда

$$E = k_n a_1 \frac{n}{1 - a_2 k_n n} U. \quad (2.141)$$

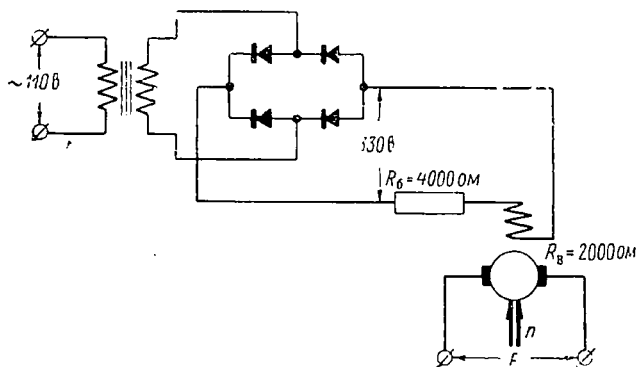
Изменяя величину шунтирующего сопротивления $r_{ш}$, можно подобрать такой коэффициент a_2 , при котором линейная зависимость E от n будет наблюдаться в большом диапазоне изменения n . Однако точность ТГ зависит не только от нагрузки, но и от других факторов, к которым можно отнести влияние температуры, гистерезиса и материалов, из которых изготовлен коллектор со щетками.

Изменение температуры оказывает большое влияние на изменение сопротивления обмотки возбуждения. Так как обмотка возбуждения наматывается медным проводом, сопротивление которого возрастает на 40% при увеличении температуры на 100° С, то даже при незначительном увеличении температуры изменение сопротивления обмотки возбуждения ведет к уменьшению магнитного потока статора, вследствие чего э. д. с. тахогенератора уменьшается.



Фиг. 2. 105. Тахогенератор с дополнительной обмоткой на статоре.

В качестве примера рассмотрим увеличение температуры с 20 до 45° С. Предположим, что при 20° С обмотка возбуждения имеет сопротивление 2000 ом, а при 45° С ее сопротивление возрастает до 2200 ом. Таким образом, сопротивление обмотки возбуждения изменится на 10% (200 ом), вследствие чего следует ожидать соответствующего уменьшения э. д. с. ТГ, если только тахогенератор работает с ненасыщенной магнитной цепью. Чтобы уменьшить влияние изменения температуры на э. д. с. ТГ, последовательно с обмоткой возбуждения включают балластное сопротивление, изготовленное из манганина или константана (фиг. 2. 106). Если при изменении температуры пренебречь малым изменением балластного сопротивле-



Фиг. 2. 106. Тахогенератор с балластным сопротивлением в цепи возбуждения.

ния, то при 20° С суммарное сопротивление цепи возбуждения составит

$$R_6 + R_B = 4000 + 2000 = 6000 \text{ ом},$$

где $R_6 = 4000 \text{ ом}$ — балластное сопротивление, при $t = 45^\circ \text{ С}$

$$R_6 + R_B = 4000 + 2200 = 6200 \text{ ом}.$$

Таким образом, при увеличении температуры на 25° С суммарное сопротивление цепи возбуждения возрастает всего на 3,3% вместо 10% (при отсутствии балластного сопротивления). Недостатком этого способа является увеличение напряжения питания на величину, равную падению напряжения в балластном сопротивлении. В данном случае с выпрямителя снимается 330 в, так как падение напряжения в балластном сопротивлении составляет 220 в. Изменение температуры будет оказывать влияние также и на изменение сопротивления обмотки якоря, но так как сопротивление якоря бывает обычно малым, то изменением этого сопротивления можно пренебречь.

Магнитная проницаемость магнитопровода железа также зависит от температуры, а именно с увеличением температуры магнит-

ная проницаемость (при малой напряженности намагничивающего поля) возрастает. Однако, учитывая, что сопротивление воздушного зазора значительно больше сопротивления магнитопровода, изменение магнитной проницаемости магнитопровода оказывает весьма малое влияние на суммарное магнитное сопротивление всей цепи.

В связи с этим температурной погрешностью от изменения магнитной проницаемости можно пренебречь. Гистерезис магнитной цепи оказывает влияние на работу ТГ в том случае, когда изменяется ток в обмотке возбуждения. Это влияние будет наибольшим, когда материал магнитопровода обладает наибольшей коэрцитивной силой. Поэтому в целях уменьшения ошибок от гистерезиса магнитной цепи рекомендуется ТГ изготавливать из пермаллоя, имеющего малую коэрцитивную силу.

Немаловажную роль в работе ТГ играет коллектор со щетками. Одним из основных требований к коллектору является постоянство сопротивления якорной цепи, состоящей из сопротивления обмотки якоря и сопротивления переходного слоя между щетками и коллектором. Так как скользящие контакты подвергаются корродирующему воздействию среды, то это может привести к росту контактного сопротивления. Например, если скользящие контакты изготовлены из меди, то вследствие образования на них тонкой окисной пленки сопротивление переходного слоя (при малых токах якоря) может измениться в пределах от R_n до $20R_n$ (практически в пределах 1000 Ом). В связи с этим серводвигатели типа СЛ-161, СЛ-261, коллекторы которых изготовлены из меди, не нашли в счетно-решающих схемах широкого применения как дифференцирующие устройства. Для устранения недостатка, связанного с изменением сопротивления контактов, коллектор следует изготавливать из никеля или из нержавеющей стали, а щетки — из медно-графитовой композиции. В этом случае сопротивление переходного слоя между щетками и коллектором остается практически постоянным. Коллекторные пластины, а также и зубцы якоря создают высокочастотные помехи в напряжении ТГ. В целях ослабления этих помех пазы якоря скашивают на одно деление, а также в цепь якоря рекомендуется включать двух- или трехзвенный фильтр, благодаря которому напряжение на нагрузке будет иметь ослабленные пульсации.

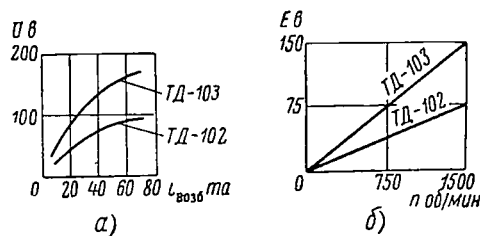
В табл. 2.6 приведены данные, характеризующие тахогенераторы типа ТД и ТГ, а также серводвигатели типа СЛ, работающие в качестве тахометров. Однако серводвигатели в основном находят применение в следящих системах для выработки демпфирующих сигналов, пропорциональных скорости вращения якоря, точность которых может быть невысокой.

Тахогенератор типа ТД малочувствителен к колебаниям напряжения в обмотке возбуждения, так как намагничивание цепи выходит за пределы линейного участка характеристики намагничивания. Характеристики холостого хода ТД-102 и ТД-103 при $n = 1500$ об/мин, изображенные на фиг. 2.107, а, показывают, что эти

Таблица 2.6

Параметры	СЛ-161	СЛ-261	ТД-102	ТД-103	ТГ-1	ТГ-2
Удельная э. д. с. якоря $E_{уд}$ в $\frac{в}{об/мин}$	0,02	0,025	0,05	0,1	0,1	0,02
Максимальная скорость вращения n в об/мин	2000	2000	1500	1500	1100	2400
Момент инерции J в $гсм/сек^2$	0,053	0,2	0,063	0,2	—	—
Максимальная нагрузка i_n в a	0,1	0,1	0,1	0,08	—	—
Напряжение возбуждения U в $в$	110	110	110	110	220	110
Ток возбуждения i_b в a	0,05	0,08	0,065	0,06	0,3	0,3
Максимальный вращающий момент на холостом ходу M_b в $гдм$	12	15	12	10	—	—
Внутреннее сопротивление якоря R_n в $ом$	170	51	390	710	430	115
Пределы изменения сопротивления под щетками коллектора в $ом$	170—1170	51—1051	390—400	710—730	—	—

тахогенераторы работают в режиме сильного насыщения магнитных цепей. Поэтому при колебании напряжения сети применение тахогенераторов типа ТД в компенсационной решающей схеме (например с потенциометрами) может вызвать погрешности. Чтобы эти колебания напряжения питания в счетно-решающей схеме с ТД не вызывали появления ошибок на выходе схемы, необходимо или уменьшить напряжение возбуждения ТД или предусмотреть стабилизацию



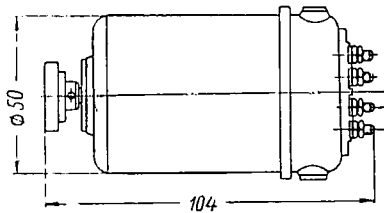
Фиг. 2.107. Характеристики холостого хода ТД-102 и ТД-103.

напряжения питания решающей схемы. На фиг. 2.107, б изображены характеристики тахогенераторов типа ТД при напряжении возбуждения 110 в и при работе на постоянную нагрузку с сопротивлением, равным утроенному сопротивлению обмотки якоря. При расчете масштабов напряжений необходимо иметь в виду, что при перемене направления вращения якоря ТД э. д. с. якоря может измениться в пределах 1—2%.

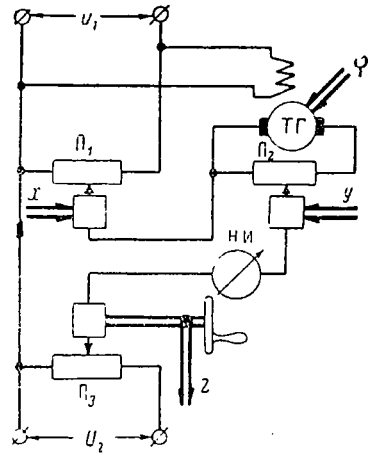
Габариты ТГ-1 и ТГ-2 соответствуют габаритам серводвигателей СЛ-369 и СЛ-221, габариты ТД-102 и ТД-103 — габаритам серводвигателей СЛ-161. На фиг. 2.108 приведен внешний вид тахогенератора типа ТД.

В качестве примера рассмотрим схему с тахогенератором (фиг. 2.109) для решения формулы

$$Z = k_1 f(x) + k_2 f(y) \frac{d\varphi}{dt}.$$



Фиг. 2.108. Внешний вид тахогенератора типа ТД.



Фиг. 2.109. Потенциметрическая схема с тахогенератором.

Напряжения, пропорциональные слагаемым $k_1 f(x)$ и $k_2 f(y) \times \frac{d\varphi}{dt}$, снимаются соответственно с потенциометров Π_1 и Π_2 .

Напряжение тахогенератора, пропорциональное угловой скорости вращения якоря $\frac{d\varphi}{dt}$, служит питающим напряжением потенциометра Π_2 , движок которого перемещается по y . К потенциометру Π_1 и к обмотке возбуждения тахогенератора прикладывается постоянное напряжение U_1 .

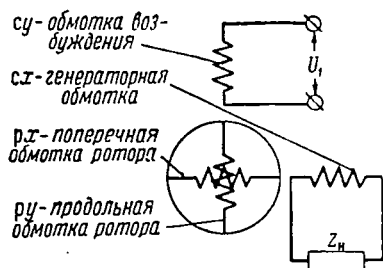
Суммарное напряжение потенциометров Π_1 и Π_2 компенсируется напряжением, снимаемым с потенциометра Π_3 . Эта компенсация напряжений осуществляется посредством нуля-индикатора.

§ 21. Асинхронный тахометр

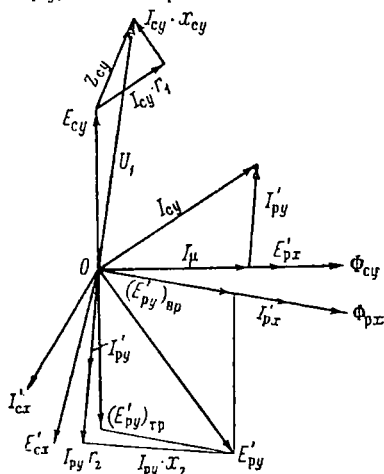
Асинхронный тахометр (АТ) представляет собой однофазную асинхронную машину с короткозамкнутым ротором. Вследствие того, что обмотка возбуждения питается напряжением переменного тока, в генераторной обмотке наводится э. д. с., пропорциональная мгновенному значению скорости вращения ротора или производной от угла поворота ротора.

На статоре машины расположены обмотки возбуждения su и генераторная обмотка $сх$ (квадратурная), сдвинутая относительно обмотки возбуждения на 90 электрических градусов. Ротор представляет собой тонкостенный стакан, вращающийся в воздушном за-

зоре между внешним статором и внутренним сердечником. Преимуществом ротора, выполненного в виде тонкостенного стакана, является весьма малый момент инерции и отсутствие зубцовых пульсаций при вращении ротора. При рассмотрении принципа работы АТ удобно представить тонкостенный стакан ротора в виде двух короткозамкнутых обмоток ротора — продольной и поперечной (фиг. 2.110). Пользуясь приведенными к обмотке возбуждения значениями токов, напряжений и сопротивлений, обозначим ток продольной обмотки ротора (p_y) через I'_{p_y} , а поперечной обмотки ротора (p_x) через I'_{p_x} . Вследствие приложения к обмотке возбуждения напряжения U_1 в воздушном зазоре возникает пульсирующий магнитный поток Φ_{cy} , направление которого совпадает с осью об-



Фиг. 2.110. Схема обмоток АТ.



Фиг. 2.111. Векторная диаграмма АТ.

мотки возбуждения (фиг. 2.111). Этот магнитный поток наводит в обмотке возбуждения противо-э. д. с. E_{cy} , а в продольной обмотке ротора — трансформаторную э. д. с. $(E_{py})_{тр}$. При неподвижном роторе в поперечной обмотке ротора, а также и в генераторной обмотке АТ э. д. с. наводиться не будут. При вращающемся роторе витки поперечной обмотки ротора будут пересекать силовые линии потока возбуждения, вследствие чего в обмотке (p_x) будет наводиться э. д. с. вращения E'_{p_x} , совпадающая по фазе с Φ_{cy} . Под действием э. д. с. E'_{p_x} в поперечной обмотке ротора будет протекать ток I'_{p_x} , отстающий по фазе от E'_{p_x} . Благодаря току I'_{p_x} появится боковой магнитный поток Φ_{p_x} , совпадающий по фазе с I'_{p_x} . Боковой магнитный поток Φ_{p_x} наведет в квадратурной обмотке статора трансформаторную э. д. с. E'_{cx} , отстающую по фазе от Φ_{p_x} на 90° , а в продольной обмотке ротора наведет э. д. с. вращения $(E'_{py})_{вр}$, совпадающую по фазе с Φ_{p_x} .

Результирующая э. д. с. E'_{py} продольной обмотки ротора будет равна геометрической сумме э. д. с. трансформаторной $(E'_{py})_{тр}$ и э. д. с. вращения $(E'_{py})_{вр}$.

По закону Кирхгофа уравнения напряжений для четырех обмоток будут иметь следующий вид.

1. Для обмоток возбуждения

$$I_{cy}z_{cy} + (I_{cy} - I'_{py})jx_0 = U_1, \quad (2.142)$$

где $z_{cy} = r_{cy} + jx_{cy}$,

x_0 — реактивное сопротивление намагничивания первичной обмотки;

r_{cy} , x_{cy} — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения.

2. Для продольной обмотки ротора

$$-I'_{py}z'_2 + (I_{cy} - I'_{py})jx_0 + (I'_{cx} - I'_{px})\eta x_0 - I'_{px}\eta x'_2 = 0, \quad (2.143)$$

где $z'_2 = z_2 + jx_2$;

r'_2 , x'_2 — приведенное активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния ротора;

$\eta = \frac{n}{n_{\text{синхр}}}$ — отношение угловой скорости вращения ротора к син-

хронной скорости $n_{\text{синхр}} \left(n_{\text{синхр}} = \frac{60f}{p} \right)$;

I'_{cx} — комплексный вектор приведенного тока в генераторной обмотке.

3. Для поперечной обмотки ротора

$$-(I_{cy} - I'_{px})\eta x_0 + I'_{py}\eta x'_2 + (I'_{cx} - I'_{px})jx_0 - I'_{px}z'_2 = 0. \quad (2.144)$$

4. Для генераторной обмотки

$$(I'_{px} + I'_{cx})jx_0 + I'_{cx}z'_{cx} = 0, \quad (2.145)$$

где $z'_{cx} = r'_{cx} + jx'_{cx}$;

r'_{cx} , x'_{cx} — приведенные активное сопротивление и индуктивное сопротивление генераторной обмотки.

Выражения (2.142) — (2.145) приведем к виду

$$\left. \begin{aligned} I_{cy}(z_{cy} + jx_0) - I'_{py}jx_0 &= U_1; \\ I_{cy}jx_0 - I'_{py}(z'_2 + jx_0) + I'_{cx}\eta x_0 - I'_{px}(\eta x_0 + x'_2) &= 0; \\ -I_{cy}\eta x_0 + I'_{py}(\eta x_0 + \eta x'_2) + I'_{cx}jx_0 - I'_{px}(jx_0 + z'_2) &= 0; \\ I'_{cx}(jx_0 + z'_{cx}) + I'_{px}jx_0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.146)$$

Если решить систему уравнений (2.146) относительно $I'_{c.x}$ и подставить полученное значение $I'_{c.x}$ в выражение э. д. с. генераторной обмотки $E'_{c.x} = I'_{c.x} z'_{c.x}$, то будем иметь

$$E'_{c.x} = \frac{-jU_1 \eta}{\left[\left(1 + \frac{z_{c.y}}{jx_0} \right) \left(1 + \frac{jx'_2}{r'_2} \right) + \frac{z_{c.y}}{r'_2} \right] \left[\frac{z'_2}{jx_0} + \frac{z'_2}{z'_{c.x}} + 1 \right]} - \frac{- \left[\left(1 + \frac{z_{c.y}}{jx_0} \right) \frac{jx'_2}{r'_2} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} \right] \left[\left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{z'_{c.x}} \right) jx'_2 + 1 \right] \eta^2}{.} \quad (2.147)$$

В полученном выражении между э. д. с. $E'_{c.x}$ и отношением скорости η будет существовать линейная зависимость только в том случае, если член знаменателя, имеющий η^2 , будет равен нулю, т. е.

$$\left[\left(1 + \frac{z_{c.y}}{jx_0} \right) \frac{jx'_2}{r'_2} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} \right] \left[\left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{z'_{c.x}} \right) jx'_2 + 1 \right] \eta^2 = 0;$$

это возможно при условии, что $z_{c.y} = 0$ и $x'_2 = 0$. Таким образом АТ будет иметь линейную зависимость между э. д. с., генерируемой в квадратурной обмотке, и числом оборотов ротора только тогда, когда сопротивление обмотки возбуждения равно нулю, а также равно нулю и индуктивное сопротивление ротора. Эти условия практически невыполнимы, поэтому будут иметь место как амплитудные, так и фазовые погрешности АТ. Чтобы определить эти погрешности, упростим выражение (2.147), имея при этом в виду, что сопротивления x'_2 и $z_{c.y}$ малы по сравнению с сопротивлениями x_0 и $z'_{c.x}$.

Пренебрегая в знаменателе выражения (2.147) отношениями

$$\frac{jx'_2}{jx_0}, \quad \frac{jx'_2}{z'_{c.x}}, \quad \frac{z_{c.y}}{jx_0}, \quad \frac{z_{c.y}}{z'_{c.x}},$$

получим приближенную формулу

$$E'_{c.x} = \frac{-jU_1 \eta}{1 + \frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2} - \frac{jx'_2 + z_{c.y}}{r'_2} \eta^2}. \quad (2.148)$$

Наличие в знаменателе члена с η^2 обуславливает погрешность АТ; если пренебречь этим членом, то получим идеальную работу АТ, при которой э. д. с. АТ будет определяться формулой

$$E'_{c.x} = \frac{-jU_1 \eta}{1 + \frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2}}. \quad (2.149)$$

Относительная погрешность в линейности АТ может быть вычислена как

$$\delta E'_{c x} = \frac{E'_{c x} - E'^*_{c x}}{E'_{c x}} = \frac{\frac{jx'_2 + z_{c y}}{r'_2}}{1 + \frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c x}} + \frac{jx'_2 + z_{c y}}{r'_2}} \eta^2. \quad (2.150)$$

Относительная погрешность АТ может быть уменьшена:

- 1) уменьшением сопротивления обмотки возбуждения $z_{c y}$ и индуктивного сопротивления ротора x'_2 ;
- 2) увеличением омического сопротивления ротора r'_2 ;
- 3) уменьшением диапазона изменения скорости вращения ротора n .

Индуктивное сопротивление ротора и его омическое сопротивление зависят от конструкции ротора. Если ротор представляет собой тонкостенный стакан, изготовленный из материала с большим удельным сопротивлением, то его омическое сопротивление может быть большим и значительно превышать индуктивное сопротивление.

Так, например, если ротор изготовлен из бронзы с толщиной стенки 0,6 мм, то приведенное омическое сопротивление ротора может достигать 700 ом. Еще большее сопротивление будет иметь ротор, изготовленный из константана. Однако в настоящее время широкое применение нашли алюминиевые роторы, так как их изготовление не вызывает особых трудностей. Уменьшение сопротивления $z_{c y}$ весьма ограничено, так как обмотка возбуждения практически не может иметь омическое и индуктивное сопротивления равными нулю. Однако путем выбора соответствующих размеров железа статора АТ имеется возможность увеличить омическое сопротивление обмотки возбуждения и уменьшить ее индуктивное сопротивление или наоборот.

На работу АТ оказывает большее влияние омическое сопротивление обмотки возбуждения, чем индуктивное, поэтому целесообразно увеличивать пазы статора, а следовательно, и сечение провода обмотки возбуждения, благодаря чему уменьшается ее омическое сопротивление. Уменьшение диапазона изменения скорости вращения ротора АТ или увеличение синхронной скорости, т. е. повышение частоты питающего тока, уменьшает погрешность АТ ввиду того, что уменьшается отношение $\eta = \frac{n}{n_{\text{синхр}}}$. Так как относительная ошибка $\delta E'_{c x}$ пропорциональна η^2 , то уменьшение n значительно уменьшает погрешность АТ.

Однако это приводит к нежелательному уменьшению масштаба напряжения. Поэтому в каждом отдельном случае необходимо находить оптимальный предел изменения скорости вращения ротора.

На точность работы АТ оказывает большое влияние стабильность характеристики $E'_{c.x} = f(n)$, т. е. постоянство ее крутизны; для получения более крупного масштаба напряжения выгодно иметь максимальную крутизну характеристики АТ.

Определим, каким требованиям должны отвечать параметры АТ, чтобы были выполнены условия стабильности характеристики. Если выражение (2. 149) представить в виде

$$E'_{c.x} = -jk_x \eta,$$

то крутизна характеристики будет определена как

$$k_x = \frac{U_1}{1 + \frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2}}. \quad (2. 151)$$

Из полученного выражения видно, что увеличение U_1 приводит к увеличению крутизны характеристики.

Крутизна также зависит от величин отношений

$$\frac{r'_2}{jx_0}, \quad \frac{r'_2}{z'_{c.x}}, \quad \frac{z_{c.y}}{r'_2}, \quad \frac{jx'_2}{r'_2}.$$

Чем меньше эти отношения, тем больше крутизна характеристики. Чтобы крутизна оставалась неизменной, члены в знаменателе выражения (2. 151) должны быть постоянными величинами.

Однако изменение температуры обмоток возбуждения и ротора оказывает влияние на омические сопротивления r'_2 , $r'_{c.x}$ и $r_{c.y}$, вследствие чего члены суммы

$$\frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2}$$

являются переменными величинами, зависящими от температуры АТ. Наиболее сильное влияние на знаменатель выражения (2. 151) оказывает сопротивление r'_2 . Это влияние будет ослаблено, если сумма четырех отношений будет представлять собой величину, меньшую единицы.

На постоянство крутизны характеристики АТ изменение сопротивления r'_2 не будет оказывать влияния, если уменьшению

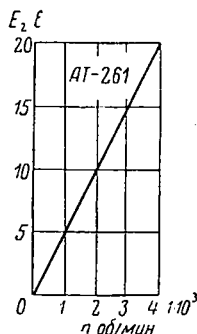
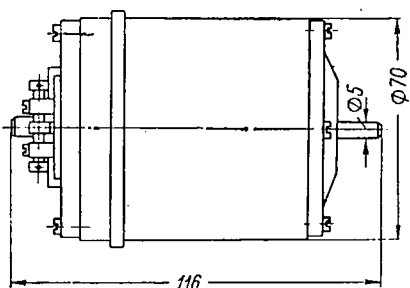
или увеличению суммы $\frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}}$ будет соответствовать увели-

чение или уменьшение суммы $\frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2}$ и изменение первой суммы будет соответствующим образом компенсировано изменением второй суммы. Эта компенсация изменений сумм достигается соответствующим выбором сопротивления $z'_{c.x}$. Однако необхо-

димо иметь в виду, что при работе АТ может возникнуть не только амплитудная погрешность, характеризующая постоянство крутизны характеристики АТ, но и фазовая погрешность, вследствие которой меняется фаза выходного напряжения. Мнимая часть выражения (2.150) обуславливает собой фазовую погрешность. Можно доказать, что если параллельно к генераторной обмотке подключить емкостное сопротивление так, чтобы

$$z'_{c.x} = \frac{1}{j\omega C},$$

то мнимая часть выражения (2.150) будет уменьшена и соответственно уменьшится фазовая погрешность АТ. При этом сдвиг фаз



Фиг. 2.112. Внешний вид АТ-261 и его характеристика.

между выходным напряжением АТ и напряжением питающей сети становится равным 90° . Кроме рассмотренных ошибок АТ, могут иметь место ошибки от неправильного расположения на статоре обмотки возбуждения и генераторной обмотки, когда угол между осями этих обмоток не равен 90° . В этом случае в генераторной обмотке, кроме э. д. с. вращения, будет дополнительно наводиться трансформаторная э. д. с. Так как фаза э. д. с. трансформации сдвинута относительно фазы э. д. с. вращения, то суммарная э. д. с. генераторной обмотки будет иметь как амплитудные, так и фазовые погрешности. Эти фазовые погрешности будут особенно велики при малых скоростях вращения ротора АТ.

Однако следует указать, что более жесткие требования предъявляются к амплитудной погрешности АТ, чем к фазовой.

На фиг. 2.112 приведены внешний вид АТ-261 и его график, характеризующий линейную зависимость э. д. с. генераторной обмотки от числа оборотов ротора.

Так как удельная э. д. с. этого тахометра составляет 5 мв/об/мин , то при максимальном числе оборотов ротора (4000 об/мин) максимальная э. д. с. АТ будет равна 20 в . При этом допускается амплитудная ошибка, не превышающая $0,2\%$.

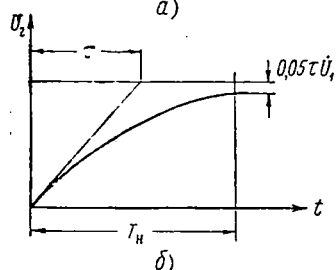
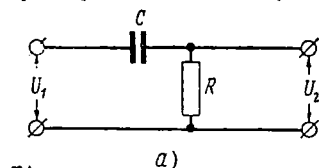
Питание АТ осуществляется напряжением 110 в, частотой 400—500 гц.

Статический момент трения не превышает 1 гдм.

§ 22. Дифференцирующий контур типа RC

На фиг. 2.113, а приведена схема простейшего дифференцирующего контура типа RC. Напряжение входа постоянного тока U_1 прикладывается к цепи, состоящей из последовательно соединенных емкости C и сопротивления R .

Выходное напряжение U_2 , снимаемое с сопротивления R , будет пропорционально первой производной от приложенного на вход схемы напряжения U_1 . Чтобы найти связь между напряжениями входа и выхода, составим в операторной форме уравнение напряжений контура:



Фиг. 2.113. Схема дифференцирующего контура типа RC и график выходного напряжения.

$$Ri + \frac{i}{Cp} = U_1.$$

Если умножить все члены уравнения на Cp , то получим

$$i(RCp + 1) = CpU_1$$

или

$$i(\tau p + 1) = CpU_1, \quad (2.152)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени контура.

Так как падение напряжения на сопротивлении R равно $U_2 = iR$, то, умножив уравнение (2.152) на R , будем иметь

$$U_2(\tau p + 1) = \tau p U_1. \quad (2.153)$$

Если входное напряжение имеет постоянную скорость изменения, $\frac{dU_1}{dt} = \text{const}$, то решением уравнения (2.153) является

$$U_2 = \tau \dot{U}_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \quad (2.154)$$

Полученное решение характеризует экспоненциальный закон изменения выходного напряжения, графическое изображение которого представлено на фиг. 2.113, б. Выходное напряжение не сразу достигает своего установившегося значения, равного $\tau \dot{U}_1$, а асимптотически приближается к нему по экспоненциальному закону. Следова-

тельно, выходное напряжение $U_2 = \tau \dot{U}_1$ будет получено через бесконечно большое время, с момента начала изменения напряжения U_1 .

Экспоненциальный член $\tau \dot{U}_1 e^{-\frac{t}{\tau}}$ представляет собой погрешность, вносимую контуром в дифференцирование, которая с течением времени исчезает. С уменьшением постоянной времени контура погрешность дифференцирования будет также уменьшаться, однако при этом уменьшается и абсолютная величина напряжения U_2 . На фиг. 2. 113, б дано геометрическое истолкование постоянной времени, согласно которому касательная, проведенная к экспоненте в начальной точке при $t=0$, отсекает на асимптоте отрезок, равный постоянной времени. По истечении времени τ напряжение U_2 будет составлять около 64% от установившегося значения.

Если задаться ошибкой в напряжении U_2 , то время, по истечении которого будет выработано это напряжение с заданной точностью, называется наблюдательным временем — T_n . При допустимой ошибке в 5% это время определяется из уравнения

$$1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}} = 0,95,$$

откуда

$$T_n = 3\tau.$$

В качестве примера рассмотрим дифференцирующий контур со следующими параметрами: $R=500$ ком, $C=4$ мкф.

Постоянная времени контура и наблюдательное время будут равны:

$$\tau = RC = 0,5 \cdot 4 = 2 \text{ сек.}$$

и

$$T_n = 3 \cdot 2 = 6 \text{ сек.}$$

Следовательно, если на вход контура подать напряжение, изменяющееся с постоянной скоростью, то по истечении времени 6 сек. его скорость будет определена с погрешностью в 5%. Как указывалось выше, если уменьшить τ контура, то ошибки дифференцирования тоже уменьшатся, однако при этом уменьшится величина выходного напряжения. Чтобы при этом получить большое выходное напряжение, а результат дифференцирования с большей точностью, следует применить усилитель с отрицательной обратной связью совместно с дифференцирующим контуром RC (фиг. 2. 114, а). Эквивалентная схема усилителя с контуром изображена на фиг. 2. 114, б. Дифференцируемое напряжение U_1 подается на вход усилителя через емкость C . Параллельная обратная связь заключается в том, что часть выходного напряжения βU_2 , равная $\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2$, подается на вход усилителя через сопротивление обратной связи R_0 . Прене-

брегая сеточным током в связи с большим входным сопротивлением усилителя, составим для контура $fcde$ уравнение напряжений

$$\Delta U = \beta U_2 + R_0 i.$$

Имея в виду, что $-U_2 = k \Delta U$ и что коэффициент усиления усилителя с обратной связью равен

$$k_0 = \frac{k}{1 + \beta k},$$

получим в результате решения трех последних соотношений

$$i = -\frac{U_2}{k_0 R_0}.$$

Напишем уравнение напряжений для контура $abde$

$$U_1 = U_c + i R_0 + \beta U_2.$$

После подстановки в это уравнение $U_c = \frac{1}{C} \int i dt$ и других соотношений, полученных выше, будем иметь

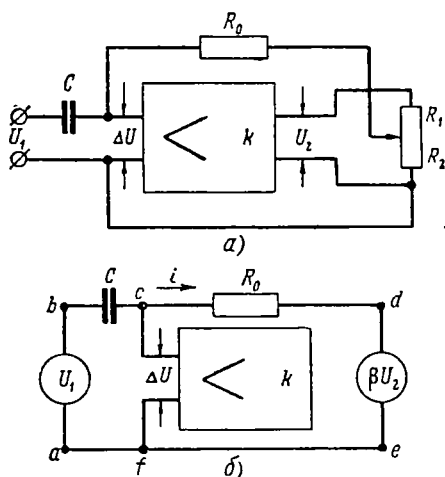
$$\frac{C R_0}{1 + \beta k} \dot{U}_2 + U_2 = -k_0 C R_0 \frac{dU_1}{dt}. \quad (2.155)$$

Фиг. 2.114. Дифференцирующий контур RC с усилителем и их эквивалентная схема.

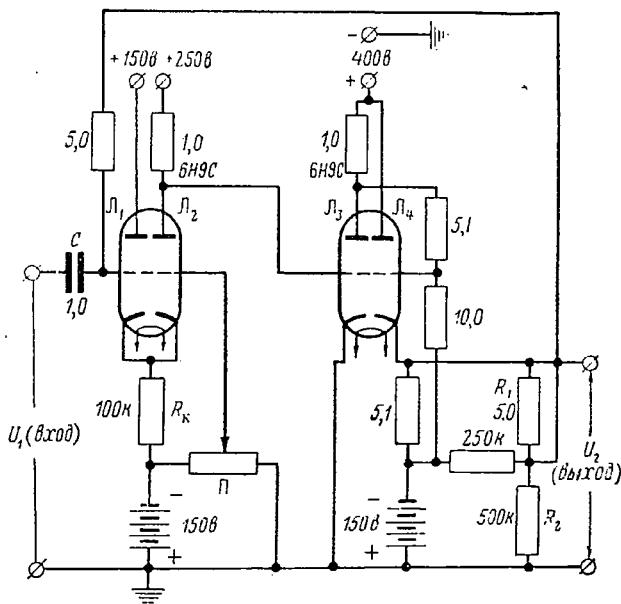
Если $\frac{dU_1}{dt} = \text{const}$, то решение дифференциального уравнения (2.155) будет иметь вид

$$U_2 = -\frac{C R_0}{\beta + \frac{1}{k}} \frac{dU_1}{dt} \left(1 - e^{-\frac{1 + \beta k}{R_0 C} t} \right). \quad (2.156)$$

Полученный результат показывает, что в схеме с усилителем масштабный коэффициент производной может быть значительно выше, чем в схеме RC , так как сопротивление обратной связи обычно велико. Погрешность дифференцирования, определяемая экспоненциальным членом $e^{-\frac{1 + \beta k}{R_0 C} t}$, невелика, так как коэффициент k усилителя обычно велик. Нестабильность k практически не оказывает влияния на коэффициент при производной в уравнении (2.156), так как член знаменателя $\frac{1}{k} \ll 1$, и, следовательно, нестабильность k не внесет какого-либо заметного изменения. Элементы R_0 и C должны быть непременно стабильными.



На фиг. 2.115 изображена схема дифференцирующего усилителя с отрицательной обратной связью на двух лампах 6Н9С. В этой схеме связь по току осуществляется тем, что часть выходного напряжения с сопротивления R_2 подается на вход через сопротивление обратной связи $R_0=5$ Мом. Входное напряжение, подлежащее дифференцированию, подается на сетку лампы Λ_1 через емкость C . В этом усилителе лампа Λ_1 работает в режиме катодного повторителя, а лам-



Фиг. 2.115. Схема дифференцирующего усилителя с отрицательной обратной связью.

па Λ_2 является усилителем напряжения. Сопротивление $R_k=100$ ком является общим катодным сопротивлением для Λ_1 и Λ_2 . При подаче напряжения на сетку лампы Λ_1 на катодном сопротивлении R_k получим падение напряжения, равное входному. С делителя напряжения Π на сетку лампы Λ_2 подается такое напряжение, чтобы получить выходное напряжение U_2 усилителя, равное нулю при отсутствии напряжения на сетке входного каскада. При этом падения напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2 будут равны, но противоположны по знаку.

В случае подачи сигнала на вход усилителя падения напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2 будут различны, вследствие чего выходное напряжение будет равно разности напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2 . Эта разность будет иметь полярность, зависящую от знака входного сигнала.

Глава V

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В счетно-решающих схемах применяются в основном два способа интегрирования электрических величин:

- 1) электромеханический,

2) электрический.

Результат интегрирования в электромеханических интегрирующих устройствах получается в виде механической величины.

В электрических интегрирующих устройствах типа RC результат интегрирования получается в виде электрического напряжения.

В целях повышения точности интегрирующих контуров типа RC применяют усилители с обратной связью.

§ 23. Электродвигатель как интегратор

В качестве интегратора может быть использован электродвигатель, ротор которого вращается с угловой скоростью $\frac{d\varphi}{dt}$, пропорциональной приложенному напряжению U_m , т. е.

$$k_\varphi \frac{d\varphi}{dt} = U_m,$$

откуда

$$\varphi = \frac{1}{k_\varphi} \int U_m dt,$$

где k_φ — коэффициент пропорциональности.

В полученном выражении не учтено влияние инерции вращающихся частей двигателя, жидкостного трения и прочих факторов. При учете указанных выше факторов работа электродвигателя описывается дифференциальным уравнением вида

$$\varphi k_{EP} (1 + T_m p) = U_m,$$

где k_E — коэффициент пропорциональности противоэлектродвижущей силы;

T_m — электромеханическая постоянная времени.

Постоянная времени электродвигателя может быть выражена как

$$T_m = \frac{J}{\frac{k_E k_1}{R_a} + k_\tau},$$

где J — момент инерции мотора и вращаемых им частей, приведенный к валу двигателя;

k_1 — коэффициент пропорциональности между вращающим моментом и управляемым током;

R_a — сопротивление обмотки якоря;

k_τ — коэффициент жидкостного трения.

Если пренебречь электромеханической постоянной времени, так как она практически бывает величиной малой, то получим упрощенное уравнение

$$k_E \varphi p = U_m,$$

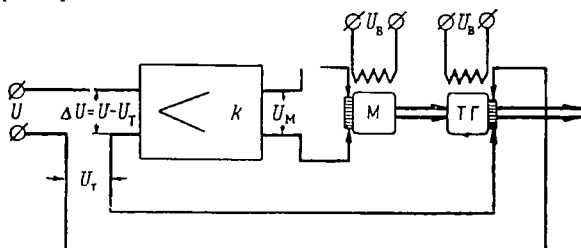
откуда находим

$$\varphi = \frac{1}{k_E} \int_0^t U_M dt.$$

Выполнить точное интегрирование посредством электродвигателя невозможно ввиду того, что коэффициент k_E не сохраняет постоянного значения при работе двигателя. На этот коэффициент оказывает влияние реакция якоря, являющаяся функцией нагрузки двигателя.

§ 24. Интегрирующий привод

Для выполнения интегрирования с большей точностью применяют интегрирующий привод, схема которого изображена на фиг. 2.116. На вход усилителя подается разность напряжений, состоящая из напряжения входа U , подлежащего интегрированию, и напряжения U_T тахогенератора, механически связанного с двигателем. Так как



Фиг. 2.116. Интегрирующий привод.

к двигателю приложено выходное напряжение усилителя, то двигатель стремится вращать тахогенератор со скоростью, при которой напряжение ТГ будет незначительно отличаться от напряжения входа U . Таким образом, при работе интегрирующего привода обязательно должна существовать разность напряжений. Однако эта разность будет зависеть от коэффициента усиления усилителя. Чем больше этот коэффициент, тем меньше будет разность напряжений. Например, в интегрирующих приводах при коэффициенте усиления усилителя 50 000 эта разность напряжений может быть 1—2 мв. Чтобы получить дифференциальное уравнение, характеризующее работу интегрирующего привода, необходимо составить уравнения работы отдельных его элементов. На вход усилителя поступает разность напряжений, равная

$$\Delta U = U - U_T. \quad (2.157)$$

На выходе усилителя напряжение будет равно

$$U_M = \frac{k \Delta U}{T_y p + 1}, \quad (2.158)$$

где k — коэффициент усиления усилителя;
 T_y — постоянная времени усилителя.

Зависимость угла поворота ротора двигателя от напряжения может быть выражена формулой

$$\varphi = \frac{U_M}{k_E p (T_M p + 1)}. \quad (2.159)$$

Напряжение тахогенератора определяется выражением

$$U_T = k_T p \varphi, \quad (2.160)$$

где k_T — коэффициент пропорциональности между угловой скоростью тахогенератора и его выходным напряжением.

Если решить совместно уравнения (2.157) и (2.160), то получим линейное дифференциальное уравнение вида

$$U_T \left[p^2 + \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_M} \right) p + \frac{1+k_0}{T_y T_M} \right] = \frac{k_0}{T_y T_M} U, \quad (2.161)$$

где

$$k_0 = \frac{k_T k}{k_E}.$$

Решение линейного дифференциального уравнения с правой частью равно сумме общего решения уравнения без правой его части и частного решения с правой частью. Чтобы переходный процесс был устойчивым, корни характеристического уравнения должны быть действительными и отрицательными или комплексными с отрицательной действительной частью. При действительных и отрицательных корнях общее решение дифференциального уравнения (2.161) будет представлять собой сумму затухающих членов, характеризующих переходной процесс:

$$U_{T, \text{пер}} = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t},$$

где p_1 и p_2 — корни характеристического уравнения:

$$p^2 + \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_M} \right) p + \frac{1+k_0}{T_y T_M} = 0. \quad (2.162)$$

В этом случае переходной процесс будет иметь аperiодический характер (на фиг. 2.117 этот процесс изображен кривой 1). Частное решение уравнения (2.161) определяет выходную величину при установившемся режиме работы привода.

Рассмотрим работу интегрирующего привода при поступлении на вход его постоянного напряжения U . Если корни характеристического уравнения (2.162) комплексно сопряженные, т. е.

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\beta = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_M} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_M} \right)^2 - \frac{1+k_0}{T_y T_M}} \quad (2.163)$$

и выполняется условие

$$\frac{1}{4} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_m} \right)^2 < \frac{1 + k_0}{T_y T_m}, \quad (2.164)$$

то решением дифференциального уравнения (2.161) будет

$$U_\tau = U \left[1 - e^{-\alpha t} \left(\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t + \cos \beta t \right) \right] \frac{k_0}{1 + k_0}. \quad (2.165)$$

Полученная формула показывает, что переходной процесс носит колебательный характер; на фиг. 2.117 этот процесс изображен кривой 2. Сначала напряжение U_τ переходит через установившееся значение и затем совершает затухающие колебания относительно установившегося напряжения U . Нетрудно убедиться в быстроте затухания этих колебаний, если постоянные времени T_y и T_m малы.

Действительно, при $T_y = 0,02$ сек. и $T_m = 0,2$ сек. величина $\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_m} \right)$ численно будет равна 27,5, и, следовательно, множитель $e^{-\alpha t}$, обуславливающий уменьшение амплитуды колебания, будет равен $e^{-27,5 \cdot t}$. Если взять интервал времени, равный 0,2 сек., то к концу его максимальная амплитуда колебания составит 0,5% от установившегося значения, так как $e^{-27,5 \cdot 0,2} = 0,005$.

Таким образом, по истечении весьма малого промежутка времени выходная величина будет равна

$$U_\tau = U \frac{k_0}{1 + k_0}.$$

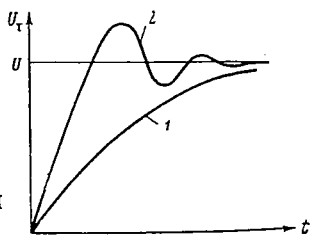
Так как $U_\tau = k_\tau p \varphi$, то получим

$$\varphi = \frac{k_0}{k_\tau (1 + k_0)} \frac{U}{p} = \frac{k}{k_E + k_\tau k} \int_0^t U dt = \frac{U}{\frac{k_E}{k} + k_\tau} t.$$

При $k \gg 1$ будем иметь

$$\varphi = \frac{U}{k_\tau} t. \quad (2.166)$$

Полученное выражение показывает, что если на вход интегрирующего привода подано постоянное напряжение, то угол поворота двигателя будет непрерывно возрастать с постоянной скоростью, пропорциональной входному напряжению. С увеличением входного



Фиг. 2.117. График переходного процесса интегрирующего привода.

напряжения скорость углового вращения вала двигателя будет соответственно увеличиваться.

Рассмотрим работу привода при поступлении на его вход напряжения:

$$U = U_0 + V_{\text{н}}t,$$

где U_0 — начальное значение входного напряжения;

$V_{\text{н}}$ — постоянная скорость изменения напряжения, поступающего на вход привода.

В этом случае дифференциальное уравнение (2.161) будет иметь вид

$$U_{\tau} \left[p^2 + \left(\frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_M} \right) p + \frac{1+k_0}{T_y T_M} \right] = \frac{k_0}{T_y T_M} (U_0 + V_{\text{н}}t)$$

или

$$U_{\tau} \left[\frac{T_y T_M}{1+k_0} p^2 + \frac{T_y + T_M}{1+k_0} p + 1 \right] = \frac{k_0}{1+k_0} (U_0 + V_{\text{н}}t). \quad (2.167)$$

Частное решение этого уравнения будем искать в виде

$$U_{\tau_0} = A + Bt.$$

Определим производные этого решения:

$$\dot{U}_{\tau_0} = B;$$

$$\ddot{U}_{\tau_0} = 0.$$

После подстановки полученных значений в уравнение (2.167) будем иметь

$$\frac{T_y + T_M}{1+k_0} B + A + Bt = \frac{k_0}{1+k_0} (U_0 + V_{\text{н}}t),$$

откуда находим

$$B = \frac{k_0}{1+k_0} V_{\text{н}};$$

$$A = \frac{k_0}{1+k_0} \left(U_0 - \frac{T_y + T_M}{1+k_0} V_{\text{н}} \right).$$

Так как общее решение дифференциального уравнения (2.167) без правой части не отличается от решения уравнения (2.161), то рассмотрим только частное решение:

$$U_{\tau_0} = \frac{k_0}{1+k_0} (U_0 + V_{\text{н}}t) - \frac{k_0}{1+k_0} \frac{T_y + T_M}{1+k_0} V_{\text{н}}. \quad (2.168)$$

Заменяя в выражении (2.168) U_{τ_0} величиной $k_{\tau} p \varphi$, будем иметь

$$\varphi = \frac{1}{\frac{k_E}{k} + k_{\tau}} \left(U_0 t + \frac{V_{\text{н}} t^2}{2} \right) - \frac{T_y + T_M}{\frac{k_E}{k} + 2k_{\tau} + \frac{k_{\tau}}{k_E} k} V_{\text{н}} t. \quad (2.169)$$

Полученное выражение показывает, что в случае непрерывного изменения напряжения, поступающего на вход интегрирующего привода, будем иметь ошибку интегрирования, равную

$$\Delta\varphi = - \frac{T_y + T_m}{\frac{k_E}{k} + 2k_T + \frac{k_T^2}{k_E} k} V_{\text{н}} t.$$

Если коэффициент усиления k имеет достаточно большую величину, а постоянные времени T_y и T_m и время интегрирования малы, то ошибка интегрирования будет величиной столь малой, что ее практически можно пренебречь.

Первый член выражения (2. 169) характеризует точное интегрирование. Однако если $k \gg 1$, то выражение для φ можно упростить:

$$\varphi = \frac{1}{k_T} \left(U_0 t + \frac{V_{\text{н}} t^2}{2} \right).$$

Как видим, интегрирующий привод достаточно точно производит операцию интегрирования функции $U_0 + V_{\text{н}} t$.

Длительность переходного процесса при надлежащем выборе параметров интегрирующего привода может быть малой величиной и не превышать десятых долей секунды.

В качестве примера рассмотрим выработку приращения азимута цели, движущейся с прямолинейной скоростью V :

$$\Delta\beta = \int_0^t \frac{V \sin q}{d} dt, \quad (2. 170)$$

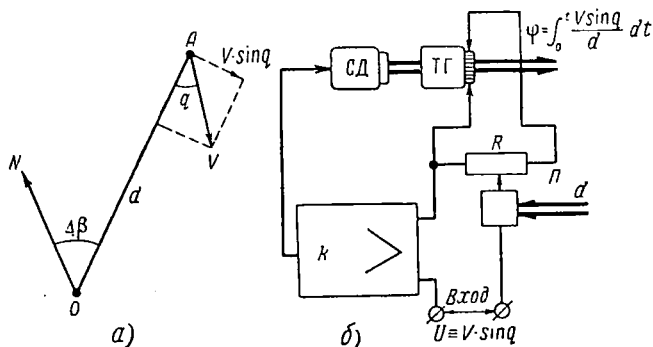
где $\Delta\beta$ — приращение азимута;
 V — скорость цели;
 q — курсовой угол цели;
 d — горизонтальная дальность до цели.

Формулу (2. 170) нетрудно получить, если рассмотреть фиг. 2. 118, а. Точкой O обозначен пункт, из которого ведется наблюдение за движущейся целью A ; угловые величины $\Delta\beta$, q и горизонтальная дальность d изменяются непрерывно.

В интегрирующее устройство (фиг. 2. 118, б) дальность поступает в виде механической величины, а боковая составляющая скорости цепи $V \sin q$ — в виде электрического напряжения. На вход усилителя подается разность напряжений, равная напряжению входа, пропорционального величине $V \sin q$ и выходному напряжению потенциометра Π . При большом коэффициенте усиления усилителя эта разность будет пренебрежимо мала, и, следовательно, с потенциометра будет сниматься напряжение, равное, но противоположное по знаку напряжению входа. Это напряжение будет получено в том случае, если серводвигатель вращает тахогенератор со скоростью, при которой напряжение ТГ, приложенное к потенциометру, будет пропорционально $V \sin q/d$. Так как движок потенциометра перемещается по d , то выходное напряжение потенциометра будет пропорционально боковой составляющей скорости цепи $V \sin q$.

При вращении ТГ со скоростью, пропорциональной $\frac{V \sin q}{d}$, его угол поворота будет пропорционален $\int_0^t \frac{V \sin q}{d} dt$, т. е. приращению азимута цели.

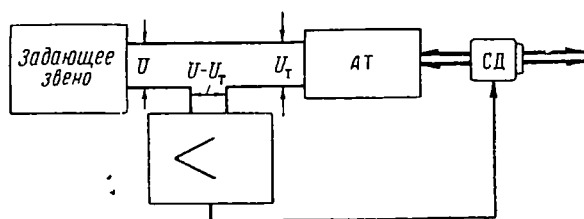
Рассмотрим интегрирующий привод, на вход которого поступает напряжение переменного тока (фиг. 2. 119). Так как это напряжение должно быть компенсировано тоже напряжением переменного тока, то в приводе необходимо использовать асинхронный тахометр и усилитель переменного тока. В связи с этим в приводе целесообразно использовать и электродвигатель переменного тока.



Фиг. 2. 118. Схема выработки приращения азимута.

Основными преимуществами данной схемы перед приводом на постоянном токе являются:

- 1) отсутствие дрейфа «нуля» усилителя переменного тока;
- 2) меньшая требуемая мощность усилителя в случае применения двухфазного асинхронного двигателя, так как такой двигатель потребляет часть мощности непосредственно от сети;



Фиг. 2. 119. Схема интегрирующего привода на переменном токе.

3) большая надежность в работе привода, так как отсутствуют коллекторы в электродвигателе и в АТ.

Основным недостатком интегрирующего привода на переменном токе является зависимость модуля и фазы выходного напряжения АТ от частоты питающего напряжения. Расхождение фаз компенсируемых напряжений и изменение модуля являются причинами по-

явления погрешностей интегрирующего привода. В этом нетрудно убедиться, если рассмотреть выражение (2.149):

$$E'_{c.x} = \frac{-jU_1\eta}{1 + \frac{r'_2}{jx_0} + \frac{r'_2}{z'_{c.x}} + \frac{z_{c.y}}{r'_2} + \frac{jx'_2}{r'_2}}.$$

Если пренебречь отношениями $\frac{z_{c.y}}{r'_2}$ и $\frac{jx'_2}{r'_2}$, так как они меньше единицы, а также пренебречь отношением $\frac{r'_2}{z'_{c.x}}$, так как рассматривается компенсационная цепь ($z'_{c.x} = \infty$), то

$$E'_{c.x} = -\frac{jU_1\eta}{1 + \frac{r'_2}{jx_0}},$$

где

$$\eta = \frac{n}{n_{\text{синхр}}}.$$

Если

$$\frac{n_{\text{синхр}}}{n_{\text{с.н}}} = \frac{\omega}{\omega_n}$$

и

$$\frac{x_{0н}}{x_{0н}} = \frac{\omega}{\omega_n},$$

где ω — действительная круговая частота питающего напряжения;
 ω_n — номинальная круговая частота питающего напряжения;
 $n_{\text{с.н}}$ — синхронная скорость при номинальной частоте;
 $x_{0н}$ — сопротивление цепи намагничивания при номинальной частоте,

то получим

$$\frac{E'_{c.x}}{U_1} = \frac{\frac{x_{0н}}{r'_2} \frac{n}{n_{\text{с.н}}}}{1 + \frac{x_{0н}}{r'_2 \omega_n} j\omega} = \frac{k'}{1 + Tj\omega},$$

где

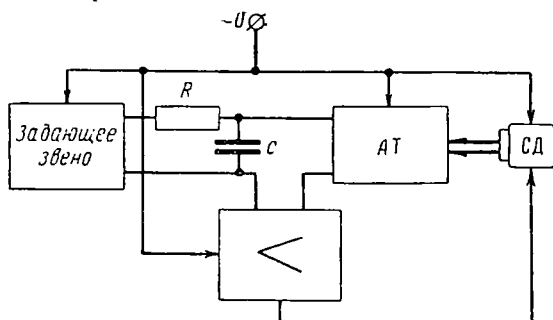
$$k' = \frac{x_{0н}}{r'_2} \frac{n}{n_{\text{с.н}}};$$

$$T = \frac{x_{0н}}{r'_2 \omega_n}.$$

Следовательно, частотная характеристика АТ определяется следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} |W(j\omega)| &= k'(1 + \omega^2 T^2)^{-\frac{1}{2}}; \\ \varphi &= \arctg(-\omega T). \end{aligned} \right\} \quad (2.171)$$

Как видим, фаза выходного напряжения АТ и его амплитуда зависят от частоты питающего напряжения. Если фаза напряжения задающего звена остается неизменной, то при обработке этого напряжения серводвигателем при помощи АТ будут возникать погрешности интегрирующего привода, так как напряжения, подаваемые на вход усилителя, не будут находиться в противофазе при изменении питающего напряжения.



Фиг. 2.120. Схема интегрирующего привода с контуром RC на переменном токе.

Однако погрешности интегрирующего привода будут отсутствовать, если соответствующим образом изменять фазу задающего звена путем включения в цепь задающего звена пассивного четырехполюсника с такими параметрами, чтобы передаточные функции контура и АТ были подобны.

На фиг. 2.120 изображена схема интегрирующего привода на переменном токе с включенным в цепь задающего звена контуром. Известно, что передаточная функция пассивного контура, включенного так, как указано на фиг. 2.120, имеет следующий вид:

$$W(j\omega) = \frac{k_1}{1 + RCj\omega}.$$

Этот контур, так же как и АТ, воздействует на амплитуду и фазу напряжения задающего звена. Частотные характеристики пассивного контура имеют такой же вид, как и АТ. Очевидно, напряжения задающего звена и АТ всегда будут находиться в противофазе, если будет выполняться равенство сомножителей при $j\omega$, т. е.

$$\frac{x_{0н}}{r_2\omega_n} = RC. \quad (2.172)$$

С установкой контура в цепь задающего звена в усилителе необходимо предусмотреть соответствующий сдвиг фазы опорного напряжения фазочувствительного выпрямителя. В качестве задающего звена может быть использована схема на вращающихся трансформаторах.

§ 25. Интегрирующий контур типа RC

В интегрирующем контуре типа RC, изображенном на фиг. 2.121, а, входное напряжение U_1 заряжает конденсатор C через сопротивление R . В начальный момент времени напряжение на конденсаторе изменяется приблизительно пропорционально интегралу от U_1 . Однако в последующие моменты времени напряжение на емкости будет противодействовать входному заряжающему напряжению, снижая точность интегрирования. Вследствие этого операция интегрирования посредством контура RC выполняется приближенно. Так как в емкости происходят утечки, то в схеме фиг. 2.121, б условно покажем сопротивление утечки конденсатора R_c , включенное параллельно емкости. Уравнение токов интегрирующего контура будет иметь следующий вид:

$$(U_1 - U_2) \frac{1}{R} - U_2 C p - \frac{U_2}{R_c} = 0$$

или после некоторых преобразований

$$U_2 \left(\frac{R_c}{R + R_c} R C p + 1 \right) = \frac{R_c}{R + R_c} U_1.$$

Если $\tau = \frac{R_c}{R + R_c} R C$ — постоянная времени контура;

$k_1 = \frac{R_c}{R + R_c}$ — масштабный коэффициент,

то

$$U_2 (\tau p + 1) = k_1 U_1. \quad (2.173)$$

Решение уравнения (2.173) будет:

$$U_2 = k_1 U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

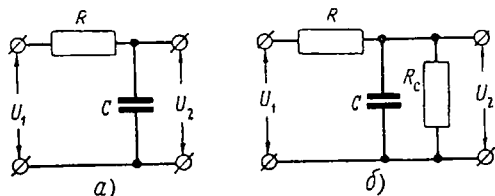
Если $e^{-\frac{t}{\tau}}$ разложить в ряд, то получим решение в новом виде:

$$U_2 = k_1 U_1 \frac{t}{\tau} - k_1 U_1 \frac{t^2}{2\tau^2} + \dots$$

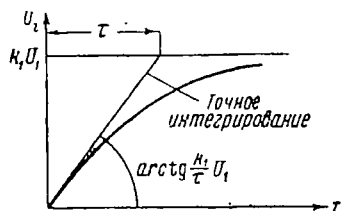
Первый член правой части полученного решения характеризует точное интегрирование. На графике фиг. 2.122 указано, что это интегрирование осуществляется по закону прямой линии, наклон которой к оси абсцисс составляет угол, равный $\arctg \frac{k_1 U_1}{\tau}$.

Однако под влиянием противодействующего напряжения интегрирующего конденсатора выходное напряжение отклоняется от этого линейного закона и стремится достигнуть предельного значения, равного $k_1 U_1$ по экспоненте. Очевидно, следующие члены правой части будут представлять собой погрешность интегрирования:

$$\Delta = -k_1 U_1 \frac{t^2}{2\tau^2} + \dots \quad (2.176)$$



Фиг. 2.121. Интегрирующий контур типа RC.



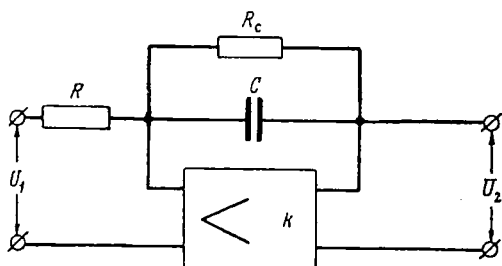
Фиг. 2.122. Интегрирование ступенчатой функции.

С увеличением постоянной времени контура интегрирование будет выполняться с большей точностью, что видно из выражения (2.176).

Однако увеличение τ ведет к нежелательному уменьшению абсолютного значения U_2 . Сопротивление нагрузки, включенное параллельно сопротивлению утечки конденсатора, уменьшает постоянную времени контура, вследствие чего будет увеличиваться погрешность интегрирования.

§ 26. Электронный интегратор

Увеличение точности интегрирования посредством контура типа RC связано с уменьшением влияния противодействующей э.д.с., стремящейся препятствовать протеканию зарядного тока интегрирующего конденсатора.



Фиг. 2.123. Интегрирующий контур с развязывающим усилителем.

Одним из возможных способов уменьшения влияния этой э.д.с. является использование усилителя с параллельной обратной связью. Схема контура с усилителем постоянного тока изображена на фиг. 2.123.

Обратная связь усилителя осуществляется за счет емкости C ; так как емкость обладает некоторой утечкой, то для ее учета в схеме интегратора параллельно емкости необходимо указать сопротивление утечки конденсатора R_c , создающее как бы дополнительную обратную связь.

Входное напряжение U_1 заряжает обкладку конденсатора, присоединенного к входной сетке усилителя.

В то же время выходное напряжение U_2 усилителя с отрицательным коэффициентом усиления заряжает противоположную обкладку конденсатора, стремясь нейтрализовать заряд конденсатора.

Полной нейтрализации заряда, сообщенного со стороны входа, произойти не может, так как нейтрализующее напряжение U_2 возникает вследствие усиления напряжения, поданного на сетку усилителя. Напряжение U_2 будет пропорционально интегралу по времени от входного напряжения U_1 . Пренебрегая током сетки, составим уравнение токов для схемы, изображенной на фиг. 2.124, помня, что ток, протекающий по сопротивлению R , равен сумме значений токов, текущих через R_C и C .

$$\left(\frac{U_2}{k} - U_1\right) \frac{1}{R} + \left(\frac{U_2}{k} - U_2\right) \left(Cp + \frac{1}{RC}\right) = 0,$$

где k — коэффициент усиления усилителя.

Из этого уравнения нетрудно получить соотношение

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{k}{(1-k) \frac{R}{RC} + 1} \frac{1}{\frac{(1-k)RC}{p+1} + 1} \quad (2.177)$$

Отсюда видно, что постоянная времени электронного интегратора равна:

$$\tau_p = \frac{(1-k)RC}{(1-k) \frac{R}{RC} + 1} \quad (2.178)$$

Если предположить, что сопротивление утечки конденсатора велико, т. е. $R_C \rightarrow \infty$, то, несмотря на большое значение коэффициента усиления (порядка 10^3 — 10^7), величина $(1-k) \frac{R}{RC}$ будет иметь малое значение, и с достаточной степенью точности выражение (2.177) можно привести к виду

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{k}{(1-k)RCp + 1}$$

или

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\frac{1}{k}(RCp + 1) - RCp} \quad (2.179)$$

При большом k в знаменателе выражения (2.179) членом $\frac{1}{k}(RCp + 1)$ также можно пренебречь, и тогда

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{1}{RCp}$$

или

$$U_2 = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_1 dt. \quad (2.180)$$

Полученное выражение показывает, что для выполнения операции интегрирования схемой с усилителем с большой точностью необходимо стремиться к увеличению сопротивления R_C утечки конденсатора и к увеличению коэффициента усиления k усилителя.

Если эти условия не выполняются, то при длительном процессе интегрирования появится погрешность, величину которой найдем из уравнения (2.177). В этом уравнении входное напряжение U_1 будем рассматривать как единичную функцию времени, т. е.

$$U_1 = 0 \text{ при } t < 0;$$

$$U_1 = 1 \text{ при } t > 0.$$

При разложении в ряд операторной функции $U_2(t)$ и ограничиваясь двумя членами ряда, получим

$$U_2(t) = \frac{k}{1-k} \frac{t}{RC} - \frac{k \left[1 + (1-k) \frac{R}{RC} \right]}{2(1-k)^2} \frac{t^2}{(RC)^2}. \quad (2.181)$$

Истинное значение интегрирования единичной функции определяется первым членом выражения (2.181). Второй член этого выражения определяет абсолютную погрешность интегрирования, относительная величина которой равна:

$$\delta = \frac{\left[1 + (1-k) \frac{R}{RC} \right] t}{2(1-k) RC}.$$

Полученное выражение показывает, что для уменьшения относительной погрешности интегрирования необходимо стремиться к выполнению следующих условий:

- 1) отношение $\frac{t}{RC}$ должно быть возможно меньше, т. е. чтобы время интегрирования было достаточно мало, а постоянная времени контура RC достаточно велика по сравнению с t ;
- 2) коэффициент усиления k должен быть достаточно большим;
- 3) сопротивление утечки конденсатора R_C должно быть достаточно велико, т. е. конденсатор должен обладать хорошей слюдяной изоляцией.

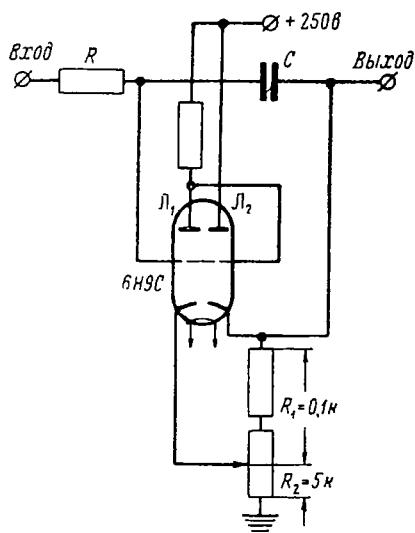
Наиболее простая схема интегрирующего усилителя с одним источником питания изображена на фиг. 2.124. Выходное напряжение, подлежащее интегрированию, подается на сетку первой лампы

L_1 . Так как анод лампы L_1 соединен с сеткой катодного повторителя L_2 , то с увеличением входного напряжения анодное напряжение лампы L_1 , поданное на сетку лампы L_2 , будет уменьшаться, вследствие чего будет уменьшаться падение напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2 .

Уменьшение падения напряжения на сопротивлении R_2 приведет к увеличению положительного смещения на сетке лампы L_1 .

Рассмотренный способ подачи напряжения с катодного сопротивления на сетку входного каскада является положительной обратной связью, вследствие чего будет иметь место значительное увеличение коэффициента усиления усилителя. Интегрирование входного сигнала осуществляется благодаря тому, что в цепи, соединяющей катод лампы L_2 с сеткой лампы L_1 , включается емкость C .

Несмотря на простоту схемы, она хорошо интегрирует входной сигнал, однако чувствительна к дрейфу и помехам.



Фиг. 2.124. Схема интегрирующего усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

- Ждавов Г. М. Конспект лекций по курсу «Счетно-решающая автоматика». Московский энергетический ин-т, 1953—54.
- Карандеев К. Б. Мостовые методы измерений. Гос. изд. техн. литературы Украинской ССР, 1953.
- Корн Г., Корн Т. Электронные моделирующие устройства. Изд. иностранной литературы, 1956.
- Майоров Ф. В. Электронные регуляторы. Гостехтеориздат, 1956.
- Новосельцев Я. В., Лебедев А. Н. Счетно-решающие устройства, Mashгиз, 1954.
- Станиславский Б. И. Основы теории электрических счетно-решающих устройств. Оборонгиз, 1948.
- Шляндин В. М. Элементы автоматики и телемеханики. Оборонгиз, 1952.

ЭЛЕМЕНТЫ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Глава I

СЕЛЬСИНЫ

В тех случаях, когда требуется передать на расстояние некоторую угловую величину или осуществить синхронное вращение нескольких механически не связанных осей, несущих незначительные нагрузки, часто применяют так называемую самосинхронизирующуюся систему синхронной передачи на однофазном переменном токе. Эта система строится на сельсинах и получила наиболее широкое распространение по сравнению с другими благодаря своим преимуществам, к числу которых следует отнести высокую точность передачи показаний при плавном движении стрелок или индексов, самосинхронизацию в пределах одного оборота, возможность работы нескольких приемников от одного датчика, надежность в работе, небольшие вес и габариты.

Сельсины получили широкое распространение не только как элементы самосинхронизирующейся синхронной передачи индикаторного типа, но и как элементы системы, предназначенной для измерения угла рассогласования в следящем приводе.

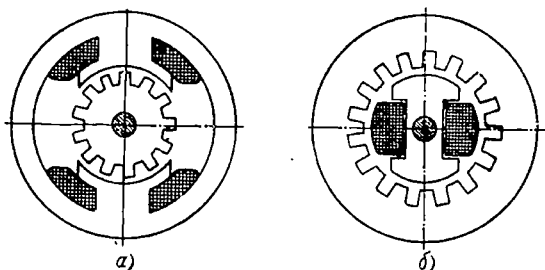
§ 1. Конструкция контактных сельсинов

В конструктивном отношении контактные сельсины представляют машины переменного тока. Первичной цепью сельсина является однофазная обмотка возбуждения, которая может располагаться как на статоре, так и на роторе. Если обмотка возбуждения располагается на статоре (фиг. 3.1, а), который в этом случае делается явнополюсным, то на роторе укладывается вторичная цепь, состоящая из трех распределенных обмоток, соединенных в звезду, имеющих магнитные оси, сдвинутые друг относительно друга на угол 120° . Концы трехфазной обмотки вторичной цепи выводятся на коллектор, состоящий из трех токосъемных колец и щеток.

Обмотка возбуждения может располагаться на роторе с двумя явно выраженными полюсами (фиг. 3.1, б). При этом вторичная трехфазная распределенная обмотка укладывается в пазы статора. Сельсины с подобным расположением обмоток имеют коллектор,

состоящий из двух контактных колец и щеток, служащих для подвода питания к однофазной обмотке возбуждения. Сельсины, выполненные по первому варианту, т. е. с явно выраженными полюсами на статоре, по сравнению с сельсинами второго варианта, у которых явнополюсным является ротор, имеют ротор бóльших габаритов и веса, что является недостатком. Сельсины первого варианта в том же сравнении вследствие большего числа контактных колец и щеток имеют увеличенное значение момента трения и, следовательно, нуждаются в большей величине устанавливающего момента, что также является недостатком.

Достоинством сельсинов первого варианта можно считать удобство балансировки ротора.



Фиг. 3.1. Конструктивное выполнение контактных сельсинов.

В практике сельсины с явнополюсным статором находят применение в мощных дистанционных передачах, а сельсины с явнополюсным ротором применяются главным образом в маломощных индикаторных передачах.

В индикаторных синхронных передачах на сельсинах различают сельсин-датчик и сельсин-приемник, которые в конструктивном отношении отличаются друг от друга тем, что на валу сельсина-приемника в некоторых случаях устанавливают успокоители, основным назначением которых является демпфирование возможных колебаний в процессе работы индикаторной системы. Успокоители могут иметь различное конструктивное оформление. Один из применяемых вариантов конструктивного решения успокоителя представляет полый диск, разделенный перегородкой с отверстиями и наполненный ртутью. При вращении диска, насаженного на вал сельсина-приемника, ртуть переливается из одной половины в другую, вследствие чего возникает демпфирующий момент.

Сельсины, применяемые в следящих системах для измерения угла рассогласования, в конструктивном отношении не имеют принципиальных различий по сравнению с сельсином-датчиком или сельсином-приемником. Сельсины, работающие в трансформаторном режиме и предназначенные для измерения угла рассогласования, имеют роторную однофазную и статорную трехфазную обмотки

с неявно выраженными полюсами. Роторная однофазная обмотка обычно является выходной и подключается ко входу усилителя.

Для алгебраического суммирования угловых величин часто применяются дифференциальные сельсины, которые имеют и статор, и ротор с неявно выраженными полюсами. На статоре и роторе располагаются трехфазные обмотки, соединенные в звезду. В остальной конструкции дифференциальных сельсинов не отличается от конструкций, описанных выше.

§ 2. Принцип действия контактных сельсинов

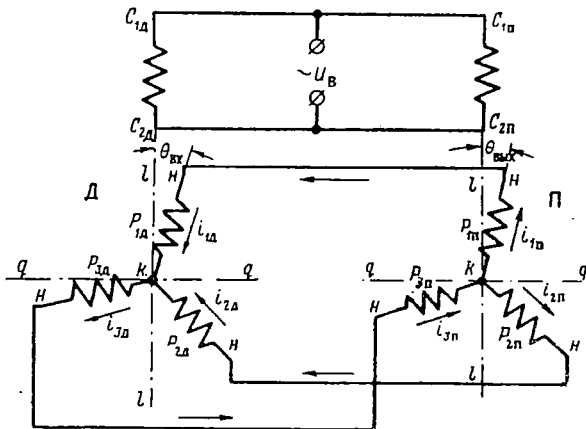
Если подключить однофазную обмотку возбуждения контактного сельсина к источнику питания переменного тока, то возникнет пульсирующий с частотой источника питания магнитный поток, который пронизывает обмотки вторичной цепи.

Очевидно, величина электродвижущей силы, наведенной в той или иной обмотке вторичной цепи, зависит от углового положения этой обмотки относительно магнитной оси обмотки возбуждения. Когда магнитная ось обмотки совпадает с направлением потока возбуждения, величина наведенной электродвижущей силы максимальна; если же магнитная ось перпендикулярна направлению действия потока, величина наведенной э.д.с. равна нулю. При одном полном обороте ротора сельсина в каждой обмотке вторичной цепи совершается полный цикл изменений величины э.д.с., соответствующий периоду. Обычно форма полюсов сельсина такова, что э.д.с. во вторичных обмотках пропорциональна косинусу угла между магнитными осями обмоток вторичной цепи и обмотки возбуждения. Так как обмотки вторичной цепи имеют магнитные оси, сдвинутые друг относительно друга на 120° , то э.д.с. в обмотках при вращении ротора будут изменяться со сдвигом в 120 и 240° , т. е. величины э.д.с. в обмотках будут пропорциональны $\cos \theta$, $\cos(\theta - 120^\circ)$, $\cos(\theta - 240^\circ)$.

Соединяя сельсин-датчик и сельсин-приемник по схеме фиг. 3.2, получим дистанционную индикаторную систему передачи показаний, принцип работы которой легко уяснить из следующего. В обмотках датчика и приемника пульсирующие магнитные потоки возбуждения наводят э.д.с., величина которых зависит от расположения той или иной обмотки относительно обмотки возбуждения. Если ротор приемника расположен относительно потока возбуждения так же, как и ротор датчика относительно своего потока возбуждения, то величины э.д.с. в соответственных обмотках датчика и приемника равны по величине и вследствие встречного включения не вызывают появления тока в фазах. При наличии угла рассогласования, когда ротор датчика повернут на угол $\theta_{вх}$ относительно обмотки возбуждения, а ротор приемника — на угол $\theta_{вых} \neq \theta_{вх}$, э.д.с. в соответственных обмотках вторичной цепи датчика и приемника различны по величине, что вызывает появление фазовых токов.

Возникающий на сельсине-приемнике в этом случае синхронизирующий момент стремится повернуть ротор приемника в положение, при котором угол рассогласования будет равен нулю.

Если обмотку возбуждения приемника отключить от источника питания и положить $\theta_{\text{вых}} = 0$, то токи в фазах индикаторной системы будут определяться только электродвижущими силами обмоток датчика. В соответствии со схемой фиг. 3.2 и принципом действия контактных сельсинов ток в первой фазе будет пропорционален $\cos \theta_{\text{вх}}$, во второй фазе — $\cos(\theta_{\text{вх}} + 120^\circ)$, в третьей фазе — $\cos(\theta_{\text{вх}} - 120^\circ)$. Фазовые токи, протекая по обмоткам $P_{1п}$, $P_{2п}$ и $P_{3п}$ приемника, вы-



Фиг. 3.2. Индикаторная самосинхронизирующаяся синхронная передача.

зывают появление потоков в каждой из обмоток и образование результирующего потока, который при повороте ротора датчика на некоторый угол по часовой стрелке поворачивается на тот же угол, но в противоположную сторону. Это легко установить, определяя вектор результирующего потока во вторичной цепи приемника по уравнению

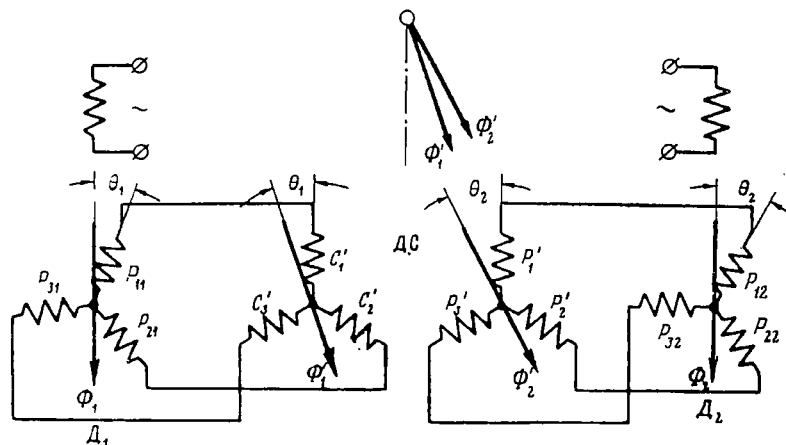
$$A \cos \theta_{\text{вх}} + A \cos(\theta_{\text{вх}} - 120^\circ) e^{-j120^\circ} + A \cos(\theta_{\text{вх}} + 120^\circ) e^{j120^\circ} = \\ = \frac{3}{2} A e^{-j\theta_{\text{вх}}},$$

из которого видно, что результирующий поток вторичной цепи приемника поворачивается на угол $-\theta_{\text{вх}}$ при повороте ротора датчика на угол $\theta_{\text{вх}}$.

Если обмотку возбуждения приемника подключить к источнику питания U , то пульсирующий магнитный поток возбуждения, взаимодействуя с потоком вторичной цепи, образует вращающий момент, который стремится повернуть ротор приемника в положение, при котором оба потока будут совпадать по направлению.

Таким образом, в задачу сельсина-датчика входит превращение углового положения своей оси в группу напряжений, совпадающих по фазе или находящихся в противофазе с напряжением возбуждения, а по величине — определяемых угловым положением ротора. В задачу сельсина-приемника входит обратная функция, т. е. превращение этих напряжений в угловое положение своего ротора, такое же, как и у ротора датчика.

На фиг. 3.3 представлена схема управления дифференциальным сельсином-приемником при помощи двух обычных сельсинов-датчиков.

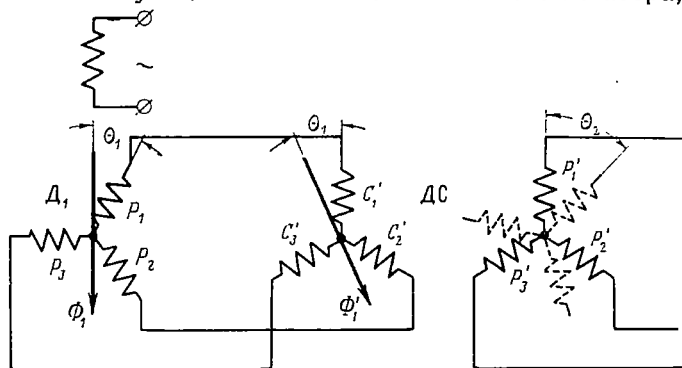


Фиг. 3.3. Схема управления дифференциальным сельсином-приемником при помощи двух обычных сельсинов-датчиков.

ков, которые подключены к одному источнику питания U . Принцип работы такой схемы на основании предыдущего легко объясняется и заключается в следующем. Предположим, ротор датчика D_1 повернулся по часовой стрелке на угол θ_1 . Тогда результирующий магнитный поток статора дифференциального сельсина ДС, соединенного электрически с обмотками вторичной цепи датчика D_1 , повернется на тот же угол θ_1 , но против часовой стрелки и займет положение Φ_1' . Поворачивая ротор датчика D_2 на угол θ_2 также по часовой стрелке, устанавливаем, что результирующий магнитный поток Φ_2' ротора дифференциального сельсина, соединенного электрически с обмотками вторичной цепи датчика D_2 , повернется против часовой стрелки на тот же угол θ_2 . Так как ротор дифференциального сельсина имеет возможность вращаться, то для совпадения по направлению магнитных потоков Φ_1' и Φ_2' он должен повернуться на угол $\theta_2 - \theta_1$. Если ротор датчика D_2 повернут на угол θ_2 против часовой стрелки, то ротор дифференциального сельсина повернется на угол, равный сумме углов $\theta_1 + \theta_2$. Следовательно, основным назначением дифференциального сельсина-приемника является превращение серии переменных напряжений, поступающих со стороны обычных

датчиков, в алгебраическую сумму перемещений валов этих датчиков.

Дифференциальный сельсин может выполнять функцию датчика. На фиг. 3.4 показана схема использования дифференциального сельсина в качестве датчика. Принцип действия этой схемы аналогичен рассказанному. Поворот ротора датчика D_1 на угол θ_1 по часовой стрелке вызывает поворот результирующего магнитного потока Φ_1' статора дифференциального сельсина на тот же угол в противоположную сторону. Если ротор дифференциального сельсина занимает такое положение, когда магнитные оси его обмоток параллельны соответствующим магнитным осям обмоток статора, то э.д.с.,



Фиг. 3.4. Схема использования дифференциального сельсина в качестве датчика.

наведенные в обмотках P_1' , P_2' и P_3' , будут такими же, как э. д. с. в обмотках P_1 , P_2 и P_3 датчика, так как поток статора Φ_1' дифференциального сельсина занимает относительно обмоток ротора такое же положение, как поток статора Φ_1 датчика D_1 относительно обмоток ротора. Повернув ротор дифференциального сельсина на угол θ_2 по часовой стрелке, мы изменим относительное расположение потока Φ_1' и обмоток P_1' , P_2' , P_3' , которое в этом случае будет характеризоваться величиной $\theta_1 + \theta_2$.

Аналогичное относительное расположение потока Φ_1' и обмоток ротора дифференциального сельсина можно было бы получить, не поворачивая ротор ДС, а дополнительно повернув ротор датчика D_1 на угол θ_2 в направлении стрелки часов. Очевидно, величина э.д.с. в обмотках P_1' , P_2' и P_3' при этом будет характеризоваться алгебраической суммой фактических угловых положений ротора датчика D_1 и ротора дифференциального сельсина ДС. Использование дифференциального сельсина в качестве датчика позволяет осуществить управление системой из двух пунктов.

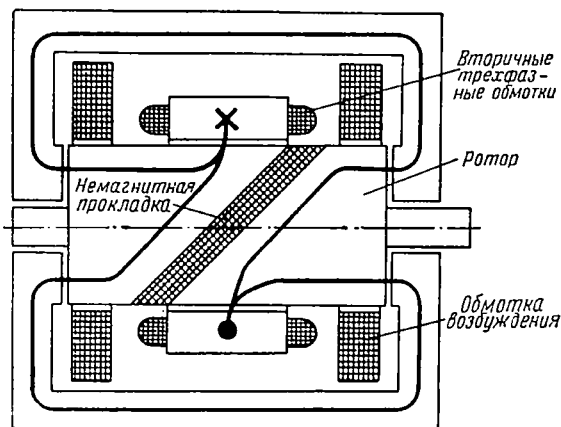
Таким образом, функция дифференциального сельсина-датчика отличается от функции простого сельсина-датчика тем, что он превращает в напряжение не только угловое положение своего ротора,

но и угловое положение ротора простого датчика, связанного с ним электрически и находящегося в отдалении.

При совместной работе простого датчика и дифференциального сельсина-датчика сельсин-приемник будет поворачиваться на алгебраическую сумму углов поворота указанных датчиков.

§ 3. Принцип действия и конструкция бесконтактных сельсинов

Основным недостатком контактных сельсинов является наличие контактных колец и щеток, которые увеличивают момент трения и вследствие этого уменьшают точность передачи показаний. Помимо этого, контактные кольца и щетки не могут обеспечить надежной эксплуатации сельсинов, так как в процессе работы они могут обгорать, что приводит к нарушению контакта и аварийному режиму ра-



Фиг. 3. 5. Бесконтактный сельсин.

боты. Указанные недостатки удалось устранить в бесконтактных сельсинах, конструкция и теория работы которых были разработаны в СССР советскими учеными А. Г. Иосифьяном и Д. В. Свечарником.

На фиг. 3. 5 показано устройство бесконтактного сельсина. На статоре бесконтактного сельсина укладываются неподвижные обмотки возбуждения и обмотки вторичной трехфазной цепи, магнитные оси которых взаимно перпендикулярны. Следовательно, обмотка возбуждения, имеющая магнитную ось, направленную вдоль оси ротора сельсина, не оказывает влияния на обмотки вторичной цепи. Для осуществления связи между обмотками первичной и вторичной цепи используется подвижная часть сельсина — ротор, который не имеет обмоток и состоит из двух половинок специальной формы, собранных из пластин железа и разделенных прокладкой из немагнитного материала. Магнитная цепь такого сельсина, как это видно из фиг. 3. 5, имеет особенность, заключающуюся в том, что магнит-

ный поток этой цепи переходит из плоскости, параллельной магнитной оси обмотки возбуждения, в плоскость, перпендикулярную, параллельную магнитным осям обмоток вторичной цепи, благодаря чему и осуществляется связь между обмотками первичной и вторичной цепи. При вращении ротора, как и в контактном сельсине, магнитный поток вращается, что создает условия для наведения э.д.с. в обмотках вторичной цепи, по величине зависящих от углового положения ротора.

§ 4. Система уравнений, описывающих физические процессы в сельсинах, работающих в индикаторном режиме

На фиг. 3.2 представлена индикаторная самосинхронизирующаяся синхронная передача, построенная на контактных сельсинах, у которых вторичная трехфазная обмотка расположена на роторе, а первичная однофазная обмотка возбуждения — на статоре. Физические процессы, протекающие в сельсинах индикаторной синхронной передачи, могут быть описаны системой дифференциальных уравнений для напряжений обмоток возбуждения и трехфазных обмоток вторичной цепи датчика и приемника. Полагая, что сельсин-датчик и сельсин-приемник имеют одинаковые параметры и что при напряжении возбуждения $u_{в}$, одинаковым для датчика и приемника, в обмотках вторичной цепи датчика возникают напряжения $u_{1д}$; $u_{2д}$; $u_{3д}$, а в обмотках вторичной цепи приемника — напряжения $u_{1п}$; $u_{2п}$; $u_{3п}$; получим систему уравнений в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{1д} &= i_{1д}r + \frac{d\psi_{1д}}{dt}; & u_{1п} &= i_{1п}r + \frac{d\psi_{1п}}{dt}; \\ u_{2д} &= i_{2д}r + \frac{d\psi_{2д}}{dt}; & u_{2п} &= i_{2п}r + \frac{d\psi_{2п}}{dt}; \\ u_{3д} &= i_{3д}r + \frac{d\psi_{3д}}{dt}; & u_{3п} &= i_{3п}r + \frac{d\psi_{3п}}{dt}; \\ u_{в} &= i_{в.д}R + \frac{d\psi_{в.д}}{dt}; & u_{в} &= i_{в.п}R + \frac{d\psi_{в.п}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где $i_{1д}$, $i_{2д}$, $i_{3д}$ — токи в первой, второй и третьей фазах датчика;
 $i_{1п}$, $i_{2п}$, $i_{3п}$ — токи в первой, второй и третьей фазах приемника соответственно;
 $i_{в.д}$, $i_{в.п}$ — ток в обмотках возбуждения датчика и приемника соответственно;
 r , R — активное сопротивление обмоток вторичной цепи и обмоток возбуждения соответственно;

$\psi_{1д}$, $\psi_{2д}$, $\psi_{3д}$, $\psi_{в.д}$ — потокосцепления фазовых обмоток и обмотки возбуждения датчика соответственно;
 $\psi_{1п}$, $\psi_{2п}$, $\psi_{3п}$, $\psi_{в.п}$ — потокосцепления фазовых обмоток и обмотки возбуждения приемника соответственно.

Из теории машин переменного тока известно, что потокосцепления, входящие в систему уравнений (3.1), могут быть записаны в виде формул:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1к} &= L_{1к}i_{1к} + M_{1в.к}i_{в.к} + M_{12к}i_{2к} + M_{13к}i_{3к}; \\ \psi_{2к} &= L_{2к}i_{2к} + M_{2в.к}i_{в.к} + M_{21к}i_{1к} + M_{23к}i_{3к}; \\ \psi_{3к} &= L_{3к}i_{3к} + M_{3в.к}i_{в.к} + M_{31к}i_{1к} + M_{32к}i_{2к}; \\ \psi_{в.к} &= L_{в.к}i_{в.к} + M_{в1к}i_{1к} + M_{в2к}i_{2к} + M_{в3к}i_{3к}, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

- где $L_{1к} = L_{ср} + L_m \cos 2\theta$ — коэффициент самондукции первой фазовой обмотки;
- $L_{2к} = L_{ср} + L_m \cos (2\theta + 120^\circ)$ — коэффициент самоиндукции второй фазовой обмотки;
- $L_{3к} = L_{ср} + L_m \cos (2\theta - 120^\circ)$ — коэффициент самоиндукции третьей фазовой обмотки;
- $M_{12к} = -M_{ср} + M_m \cos (2\theta - 120^\circ)$ — коэффициент взаимондукции между первой и второй фазовыми обмотками;
- $M_{13к} = -M_{ср} + M_m \cos (2\theta + 120^\circ)$ — коэффициент взаимондукции между первой и третьей фазовыми обмотками;
- $M_{23к} = -M_{ср} + M_m \cos 2\theta$ — коэффициент взаимондукции между второй и третьей фазовыми обмотками;
- $M_{1в.к} = M \cos \theta$ — коэффициент взаимондукции между первой фазовой обмоткой и обмоткой возбуждения;
- $M_{2в.к} = M \cos (\theta - 120^\circ)$ — коэффициент взаимондукции между второй фазовой обмоткой и обмоткой возбуждения;
- $M_{3в.к} = M \cos (\theta + 120^\circ)$ — коэффициент взаимондукции между третьей фазовой обмоткой и обмоткой возбуждения;
- M_m — амплитудное значение взаимондуктивности фазы, определяемое как полуразность между максимальным и минимальным значениями взаимондуктивности;
- $M_{ср}$ — среднее значение взаимондуктивности фазы, определяемое как полусумма максимального и минимального значений взаимондуктивности;
- $L_{ср}$ — среднее значение индуктивности, определяемое как полусумма максимального и минимального значений индуктивности;
- L_m — амплитудное значение индуктивности, определяемое как полуразность между максимальным и минимальным значениями индуктивности.

Для получения потокосцеплений датчика в системе уравнений (3.2) вместо индекса к нужно поставить индекс д, а вместо угла θ — угол $\theta_{вх}$. Для получения потокосцеплений приемника индекс к и угол θ заменяются соответственно на п и $\theta_{вых}$.

Прямое решение системы уравнений (3.1) представляет известные трудности и достаточно сложно. Тем не менее система может быть решена, и результат решения ее относительно прост, как это было показано А. Г. Иосифьяном, если физические процессы, протекающие в сельсинах, рассматривать не вдоль магнитных осей вторичных фазовых обмоток, а вдоль продольной оси, совпадающей с направлением магнитной оси обмотки возбуждения, и поперечной оси, имеющей направление, перпендикулярное первому. Для преобразования системы (3.1) к виду, удобному для выполнения математических операций по нахождению решения, в качестве первого этапа нужно найти продольную и поперечную составляющие тока во вторичной цепи.

Если продольные составляющие тока во вторичной цепи датчика и приемника обозначить соответственно через $i_{1д}$ и $i_{1п}$, а поперечные составляющие — через $i_{qд}$ и $i_{qп}$, то учитывая расположение фазовых обмоток, при котором магнитные оси этих обмоток направлены под углом в 120° друг относительно друга, а также различные углы $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$, на которые повернуты роторы сельсинов, получим

$$\left. \begin{aligned} i_{1д} &= i_{1д} \cos \theta_{вх} + i_{2д} \cos (\theta_{вх} - 120^\circ) + i_{3д} \cos (\theta_{вх} + 120^\circ); \\ i_{qд} &= -i_{1д} \sin \theta_{вх} - i_{2д} \sin (\theta_{вх} - 120^\circ) - i_{3д} \sin (\theta_{вх} + 120^\circ); \end{aligned} \right\} (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{1п} &= i_{1п} \cos \theta_{вых} + i_{2п} \cos (\theta_{вых} - 120^\circ) + i_{3п} \cos (\theta_{вых} + 120^\circ); \\ i_{qп} &= -i_{1п} \sin \theta_{вых} - i_{2п} \sin (\theta_{вых} - 120^\circ) - i_{3п} \sin (\theta_{вых} + 120^\circ). \end{aligned} \right\} (3.4)$$

В этих уравнениях фазовые токи датчика и приемника имеют разные знаки, так как согласно схеме фиг. 3.2, а также в соответствии с принципом действия синхронной передачи в индикаторном режиме фазовые токи во вторичной цепи в обмотках датчика и приемника имеют взаимно противоположные направления. Так, например, в обмотке датчика $P_{1д}$ ток $i_{1д}$ протекает от начала к концу обмотки, а в обмотке приемника $P_{1п}$ ток $i_{1п}$ протекает от конца к началу. Следовательно, можно считать, что $i_{1д} = -i_{1п}$; $i_{2д} = -i_{2п}$; $i_{3д} = -i_{3п}$.

Заменяя в формулах (3.3) и (3.4) тригонометрические функции показательными, найдем

$$\left. \begin{aligned} i_{1д} &= i_1 + i_2; \\ i_{qд} &= -j(i_2 - i_1); \\ i_{1п} &= i_3 + i_4; \\ i_{qп} &= -j(i_4 - i_3), \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

где

$$i_1 = \frac{1}{2} e^{j\theta_{вх}} \left(i_{1д} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} i_{2д} + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_{3д} \right); \quad (3.6)$$

$$i_2 = \frac{1}{2} e^{-j\theta_{вх}} \left(i_{1д} + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_{2д} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} i_{3д} \right); \quad (3.7)$$

$$i_3 = \frac{1}{2} e^{j\theta_{вых}} \left(i_{1п} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} i_{2п} + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_{3п} \right); \quad (3.8)$$

$$i_4 = \frac{1}{2} e^{-j\theta_{вых}} \left(i_{1п} + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_{2п} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} i_{3п} \right). \quad (3.9)$$

Определяя далее значения токов $i_{1д}$; $i_{2д}$; $i_{3д}$; $i_{1п}$; $i_{2п}$; $i_{3п}$ из системы уравнений (3.1) и подставляя затем полученные выражения в формулы (3.6)—(3.9), получим после ряда упрощений и введения новых обозначений выражения вида

$$u_1 = i_1 r + \frac{d\psi_1}{dt} - j\psi_1 \frac{d\theta_{вх}}{dt}; \quad (3.10)$$

$$u_2 = i_2 r + \frac{d\psi_2}{dt} + j\psi_2 \frac{d\theta_{вх}}{dt}; \quad (3.11)$$

$$u_3 = i_3 r + \frac{d\psi_3}{dt} - j\psi_3 \frac{d\theta_{вых}}{dt}; \quad (3.12)$$

$$u_4 = i_4 r + \frac{d\psi_4}{dt} + j\psi_4 \frac{d\theta_{вых}}{dt}, \quad (3.13)$$

где напряжения u_1 ; u_2 ; u_3 ; u_4 и потокосцепления ψ_1 ; ψ_2 ; ψ_3 ; ψ_4 связаны с напряжениями и потокосцеплениями фазовых обмоток такими же соотношениями, как и формулы (3.6)—(3.9), если в этих последних обозначения токов i_1 , i_2 , i_3 , i_4 заменить обозначениями напряжений u_1 , u_2 , u_3 , u_4 или обозначениями потокосцеплений ψ_1 , ψ_2 , ψ_3 , ψ_4 , а обозначения фазовых токов $i_{1д}$, $i_{2д}$, $i_{3д}$, $i_{1п}$, $i_{2п}$, $i_{3п}$ заменить обозначениями фазовых напряжений $u_{1д}$, $u_{2д}$, $u_{3д}$, $u_{1п}$, $u_{2п}$, $u_{3п}$ или фазовых потокосцеплений $\psi_{1д}$, $\psi_{2д}$, $\psi_{3д}$, $\psi_{1п}$, $\psi_{2п}$, $\psi_{3п}$ соответственно.

Для практического использования уравнений (3.10)—(3.13) с целью нахождения токов i_1 , i_2 , i_3 , i_4 и, следовательно, продольной и поперечной составляющих тока в датчике и приемнике необходимо потокосцепления в этих уравнениях выразить через параметры сельсинов, что можно сделать, если в выражения для

потокосцеплений, записанные по аналогии с уравнениями (3.6) — (3.9), подставить величины коэффициентов самоиндукции и взаимной индукции. Потокосцепления ψ_1, ψ_2, ψ_3 и ψ_4 после необходимых вычислений оказываются равными:

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= (L_{cp} + M_{cp}) i_1 + \left(\frac{1}{2} L_m + M_m\right) i_2 + \frac{3}{4} M i_{в.л}; \\ \psi_2 &= (L_{cp} + M_{cp}) i_2 + \left(\frac{1}{2} L_m + M_m\right) i_1 + \frac{3}{4} M i_{в.л}; \\ \psi_3 &= (L_{cp} + M_{cp}) i_3 + \left(\frac{1}{2} L_m + M_m\right) i_4 + \frac{3}{4} M i_{в.п}; \\ \psi_4 &= (L_{cp} + M_{cp}) i_4 + \left(\frac{1}{2} L_m + M_m\right) i_3 + \frac{3}{4} M i_{в.п}. \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

Так как в уравнения (3.14) входят токи возбуждения датчика и приемника, которые определяются дифференциальными уравнениями обмоток возбуждения в системе (3.1) и, следовательно, могут быть выражены через напряжение возбуждения и потокосцепления этих обмоток, то, имея в виду

$$\left. \begin{aligned} \psi_{в.л} &= L_{в.л} i_{в.л} + (i_1 + i_2) M, \\ \psi_{в.п} &= L_{в.п} i_{в.п} + (i_3 + i_4) M, \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

каждое из уравнений (3.10) — (3.13) можно свести к уравнениям, в которых в качестве неизвестных будут лишь токи i_1, i_2, i_3 и i_4 . Полагая, что скорость вращения датчика и приемника одна и та же, постоянна и равна $\Omega = \frac{d\theta_{вх}}{dt} = \frac{d\theta_{вых}}{dt}$, представим уравнения (3.10) — (3.13) с учетом сделанных выше замечаний в операторной форме:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= a i_1 + b i_2 + c u_{в}, \\ u_2 &= d i_1 + e i_2 + f u_{в}, \\ u_3 &= a i_3 + b i_4 + c u_{в}, \\ u_4 &= d i_3 + e i_4 + f u_{в}, \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

где

$$a = r + (p - j\Omega) \left[(L_{cp} + M_{cp}) - \frac{3}{4} \frac{pM^2}{R + pL_{в}} \right]; \quad (3.17)$$

$$b = (p - j\Omega) \left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m \right) - \frac{3}{4} \frac{pM^2}{R + pL_{в}} \right]; \quad (3.18)$$

$$c = (p - j\Omega) \frac{3}{4} \frac{M}{R + pL_{в}}; \quad (3.19)$$

$$d = (p + j\Omega) \left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m \right) - \frac{3}{4} \frac{pM^2}{R + pL_{в}} \right]; \quad (3.20)$$

$$e = r + (p + j\Omega) \left[(L_{cp} + M_{cp}) - \frac{3}{4} \frac{pM^2}{R + pL_{в}} \right]; \quad (3.21)$$

$$f = (p + j\Omega) \frac{3}{4} \frac{M}{R + pL_{в}}. \quad (3.22)$$

Учитывая равенство абсолютных значений фазовых токов сельсина-датчика и сельсина-приемника и их противоположное направление в обмотках, можно показать с помощью уравнений (3.6) — (3.9), что $i_1 = -i_3 e^{j\theta}$, а $i_2 = -i_4 e^{-j\theta}$, где θ определяет угол рассогласования, равный разности $\theta_{вх} - \theta_{вых}$. На основании тех же уравнений можно показать, что существуют аналогичные зависимости для напряжений, т. е. $u_1 = u_3 e^{j\theta}$ и $u_2 = u_4 e^{-j\theta}$. Следовательно, в окончательном виде система уравнений для индикаторной синхронной передачи будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} 2ai_3 + bi_4(1 + e^{-j2\theta}) + cu_B(1 - e^{-j\theta}) &= 0; \\ 2ei_4 + di_3(1 + e^{j2\theta}) + fu_B(1 - e^{j\theta}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Нужно отметить, что входящий в коэффициенты a, b, c, d, e, f оператор p при решении системы уравнений относительно токов i_3 и i_4 обычно заменяется величиной $j\omega$, т. е. считается, что $p = j\omega$. В этом случае полученные формулы для токов будут характеризовать установившийся режим в индикаторной синхронной передаче.

§ 5. Продольная и поперечная составляющие вторичного тока датчика и приемника, работающих в индикаторном режиме

Из теории машин переменного тока известно, что электромагнитный момент определяется выражением

$$M_{с.к} = \frac{2}{3} (\psi_{lк} i_{qк} - \psi_{qк} i_{lк}), \quad (3.24)$$

где

$$\psi_{lк} = i_{lк} \left(L_{ср} + M_{ср}' + \frac{1}{2} L_m + M_m \right) + \frac{3}{2} M i_{в.к}; \quad (3.25)$$

$$\psi_{qк} = i_{qк} \left(L_{ср} + M_{ср} - \frac{1}{2} L_m - M_m \right). \quad (3.26)$$

Следовательно, для определения момента на валу сельсина-датчика или сельсина-приемника необходимо знать продольную и поперечную составляющие тока во вторичной цепи.

Система уравнений (3.23) индикаторной синхронной передачи дает возможность определить токи i_3 и i_4 , i_1 и i_2 , которые связаны простой зависимостью с продольной и поперечной составляющими. Решение уравнений (3.23) относительно i_3 и i_4 дает следующие выражения:

$$i_3 = -\frac{1}{2} \frac{ec + bf \cos \theta}{de - db \cos^2 \theta} (1 - e^{-j\theta}) \dot{U}_B; \quad (3.27)$$

$$i_4 = -\frac{1}{2} \frac{af + cd \cos \theta}{ae - db \cos^2 \theta} (1 - e^{j\theta}) \dot{U}_B, \quad (3.28)$$

в которых оператор p заменен величиной $j\omega$ и которые вследствие этого определяют амплитуду и фазу продольной и поперечной составляющих тока во вторичной цепи приемника в установившемся

режиме. Так как токи i_3 и i_4 связаны с токами i_1 и i_2 через показательную функцию $e^{\pm j\theta}$, то

$$\dot{i}_1 = -\dot{i}_3 e^{j\theta} = -\frac{1}{2} \frac{ec + bf \cos \theta}{ae - db \cos^2 \theta} (1 - e^{j\theta}) \dot{U}_B; \quad (3.29)$$

$$\dot{i}_2 = -\dot{i}_4 e^{-j\theta} = -\frac{1}{2} \frac{af + cd \cos \theta}{ae - db \cos^2 \theta} (1 - e^{-j\theta}) \dot{U}_B. \quad (3.30)$$

Уравнения (3.5), (3.27)—(3.30) позволяют определить продольную и поперечную составляющие вторичного тока и синхронизирующий момент сельсинов в виде функции угла рассогласования и скорости вращения.

Для скорости вращения Ω , равной нулю, выражения продольной и поперечной составляющих вторичного тока существенно упрощаются, так как при этом $a=e$; $b=d$; $c=f$, и, следовательно,

$$\dot{i}_1 = -\frac{1}{2} \frac{c}{a - b \cos \theta} (1 - e^{j\theta}) \dot{U}_B; \quad (3.31)$$

$$\dot{i}_2 = -\frac{1}{2} \frac{c}{a - b \cos \theta} (1 - e^{-j\theta}) \dot{U}_B; \quad (3.32)$$

$$\dot{i}_3 = -\frac{1}{2} \frac{c}{a - b \cos \theta} (1 - e^{-j\theta}) \dot{U}_B, \quad (3.33)$$

$$\dot{i}_4 = -\frac{1}{2} \frac{c}{a - b \cos \theta} (1 - e^{j\theta}) \dot{U}_B. \quad (3.34)$$

Продольная и поперечная составляющие датчика и приемника в этом случае после подстановки (3.31)—(3.34) в систему (3.5) принимают следующий вид:

$$\dot{i}_{1д} = -\frac{c\dot{U}_B}{a - b \cos \theta} (1 - \cos \theta); \quad (3.35)$$

$$\dot{i}_{1п} = -\frac{c\dot{U}_B}{a - b \cos \theta} (1 - \cos \theta); \quad (3.36)$$

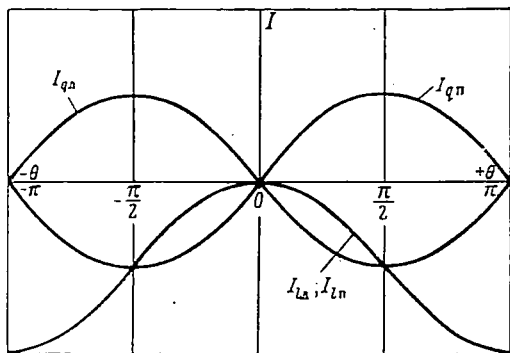
$$\dot{i}_{2д} = -\frac{c\dot{U}_B}{a - b \cos \theta} \sin \theta; \quad (3.37)$$

$$\dot{i}_{2п} = \frac{c\dot{U}_B}{a - b \cos \theta} \sin \theta. \quad (3.38)$$

Из полученных выражений (3.35)—(3.38) следует, что продольная составляющая вторичного тока в датчике (3.35) и продольная составляющая в приемнике (3.36) равны по абсолютной величине и направлены в сторону, противоположную направлению магнитного потока возбуждения, и вследствие этого являются фактором, размагничивающим сельсину. При небольших углах рассогласования

($\theta < 10^\circ$) продольные составляющие вторичного тока в датчике и приемнике, как это видно из полученных формул, малы по величине и почти не создают синхронизирующего момента. Поэтому в практических расчетах, поскольку индикаторные синхронные передачи работают при небольших углах рассогласования, этой составляющей при определении синхронизирующего момента можно пренебрегать.

Формулы поперечной составляющей вторичного тока датчика (3.37) и поперечной составляющей приемника (3.38) показывают прежде всего, что эти составляющие равны по абсолютной величине и противоположны по знаку. Поперечная составляющая датчика имеет знак минус, что соответствует синхронизирующему моменту датчика, направленному против внешнего момента, приложенного к валу сельсина. Поперечная составляющая приемника имеет знак плюс и, следовательно, создает синхронизирующий момент, направленный в ту же сторону, что и внешний момент датчика, т. е. в сторону вращения ротора датчика. Таким образом, возникающие на датчике и приемнике синхронизирующие моменты, направлены навстречу друг другу и, следовательно, в сторону уменьшения угла рассогласования θ .



Фиг. 3.6. График изменения амплитуд продольной и поперечной составляющих тока в датчике и приемнике при изменении угла рассогласования.

На фиг. 3.6 приведены графики изменения амплитуд продольной и поперечной составляющих тока в датчике и приемнике при изменении угла рассогласования и при допущении, что в формулах (3.35)—(3.38) $b \cos \theta \ll a$. Графики фиг. 3.6, а также формулы, на основании которых построены графики, показывают, что в индикаторной синхронной передаче в пределах одного оборота существует только одно устойчивое положение, соответствующее $\theta = 0$. При угле рассогласования $\theta = \pi$ синхронизирующий момент также равен нулю. Однако небольшое увеличение θ относительно $\theta = \pi$ приводит к перемене знака синхронизирующих моментов на датчике и приемнике. В этом случае синхронизирующий момент на датчике будет направлен согласно с внешним моментом, а синхронизирующий момент на приемнике — против внешнего момента.

Таким образом, при угле рассогласования $\theta > \pi$ возникают синхронизирующие моменты на датчике и приемнике, направленные в сторону увеличения угла рассогласования. Если угол рассогласова-

ния уменьшится относительно $\theta = \pi$, то синхронизирующие моменты на датчике и приемнике будут направлены в сторону уменьшения угла рассогласования. Следовательно, положение $\theta = \pi$ является неустойчивым.

§ 6. Фазовые токи в индикаторной синхронной передаче

Для определения фазовых токов в обмотках датчика и приемника достаточно решить систему уравнений (3.3) и (3.4) относительно $i_{1д}$; $i_{2д}$; $i_{3д}$ или $i_{1п}$; $i_{2п}$; $i_{3п}$. Однако каждая из указанных систем содержит два уравнения при наличии трех неизвестных. Недостающие уравнения могут быть составлены на основании схемы индикаторной синхронной передачи, изображенной на фиг. 3.2. На основании схемы и принципа действия синхронной передачи можно считать, что сумма всех фазовых токов датчика или приемника равна нулю, т. е. справедливы следующие равенства:

$$i_{1д} + i_{2д} = -i_{3д}, \quad (3.39)$$

$$i_{3п} = -i_{1п} - i_{2п}, \quad (3.40)$$

которые в сочетании с уравнениями систем (3.3) и (3.4) решают поставленную задачу. Выполнив элементарные тригонометрические преобразования по нахождению решения системы (3.4) и уравнения (3.40), найдем фазовые токи приемника, выраженные через продольную и поперечную составляющие для установившегося режима, в следующем виде:

$$i_{1п} = \frac{2}{3} (I_{Iп} \cos \theta_{\text{вых}} - I_{qп} \sin \theta_{\text{вых}}); \quad (3.41)$$

$$i_{2п} = \frac{2}{3} [I_{Iп} \cos (\theta_{\text{вых}} - 120^\circ) - I_{qп} \sin (\theta_{\text{вых}} - 120^\circ)]; \quad (3.42)$$

$$i_{3п} = \frac{2}{3} [I_{Iп} \cos (\theta_{\text{вых}} + 120^\circ) - I_{qп} \sin (\theta_{\text{вых}} + 120^\circ)]. \quad (3.43)$$

Подстановкой в полученные уравнения продольной $I_{Iп}$ и поперечной $I_{qп}$ составляющих можно выразить фазовые токи через параметры сельсинов. Для случая синхронного поворота, когда можно считать $\Omega = 0$, уравнения (3.41) — (3.43) преобразуются к более простому виду:

$$\left. \begin{aligned} i_{1п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_в}{a - b \cos \theta} \sin \left(\theta_{\text{вых}} + \frac{\theta}{2} \right) \sin \frac{\theta}{2}; \\ i_{2п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_в}{a - b \cos \theta} \sin \left(\theta_{\text{вых}} + \frac{\theta}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}; \\ i_{3п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_в}{a - b \cos \theta} \sin \left(\theta_{\text{вых}} + \frac{\theta}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

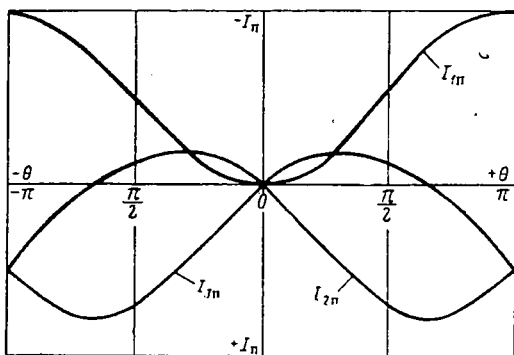
Формулы (3.44), определяющие фазовые токи приемника, могут служить и для определения фазовых токов датчика, которые, как было установлено ранее, отличаются от первых только знаком.

Полагая $\theta_{\text{вых}}=0$, получим фазовые токи приемника, определяемые выражениями

$$\left. \begin{aligned} i_{1п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_B}{a-b\cos\theta} \sin^2 \frac{\theta}{2}; \\ i_{2п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_B}{a-b\cos\theta} \sin\left(\frac{\theta}{2}-120^\circ\right) \sin \frac{\theta}{2}; \\ i_{3п} &= -\frac{4}{3} \frac{c\dot{U}_B}{a-b\cos\theta} \sin\left(\frac{\theta}{2}+120^\circ\right) \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} (3.45)$$

На фиг. 3.7 приведены графики изменения амплитуд фазовых токов при изменении угла рассогласования. Эти графики построены

в соответствии с уравнениями (3.45) и в предположении того, что отсутствует искажающее влияние члена $b\cos\theta$, который во всем диапазоне изменения угла рассогласования θ имеет малую величину по сравнению с коэффициентом a . Графики фиг. 3.7, в частности кривые, характеризующие изменение фазовых токов $I_{п2}$ и $I_{п3}$, пересекают ось абсцисс и, следовательно, могут соответствовать положительным и отрицательным значениям токов.



Фиг. 3.7. График изменения амплитуд фазовых токов при изменении угла рассогласования.

Перемена знака означает изменение фазы тока на 180° .

§ 7. Синхронизирующий момент

Синхронизирующий момент сельсина-датчика или сельсина-приемника может быть определен уравнением (3.24), если в него подставить выражения (3.25) и (3.26). Например, синхронизирующий момент на валу сельсина-приемника равен

$$M_{с.п} = \frac{2}{3} \left[i_{1п} i_{qп} (L_l - L_q) + \frac{3}{2} M i_{в.п} i_{qп} \right], \quad (3.46)$$

где

$$L_l = L_{cp} + M_{cp} + \frac{1}{2} L_m + M_m,$$

$$L_q = L_{cp} + M_{cp} - \frac{1}{2} L_m - M_m.$$

Выражение (3.46) показывает, что синхронизирующий момент сельсина имеет две составляющие, одна из которых носит реактивный характер и обусловлена наличием явно выраженных полюсов, а вторая обусловлена взаимодействием потока возбуждения с поперечной составляющей вторичного тока. Нужно сказать, что первая составляющая момента $i_{lн} i_{qн} (L_l - L_q)$ не является основной, и ею в большинстве случаев можно пренебречь, так как режим работы индикаторной синхронной передачи обычно соответствует малым углам рассогласования, при которых размагничивающее действие продольной составляющей вторичного тока $i_{лн}$ мало, и она практически равна нулю. В тех случаях, когда сельсины не имеют явно выраженных полюсов, реактивная составляющая вообще отсутствует, так как $L_l = L_q$.

Таким образом, синхронизирующий момент сельсина без большого ущерба для практических расчетов в области малых углов рассогласования может определяться по выражению

$$M_{с.н} = M i_{в.н} i_{qн}. \quad (3.47)$$

Подстановкой в уравнения (3.46) и (3.47) токов $i_{в.н}$, $i_{qн}$ и $i_{лн}$, определяемых выражениями (3.1), (3.5), (3.15), (3.27), (3.28), (3.33), (3.34), можно получить зависимость синхронизирующего момента не только от угла рассогласования, но и от скорости вращения роторов сельсинов индикаторной синхронной передачи.

Воспользовавшись формулой (3.46), нетрудно показать, что синхронизирующий момент сельсина в синхронной передаче при постоянном угле рассогласования с возрастанием скорости убывает. Предположим, что угол рассогласования есть величина постоянная и равная $\frac{\pi}{2}$. Тогда токи, входящие в уравнение (3.46), на основа-

нии упомянутых выше формул принимают значение

$$i_{qн} = j \frac{\dot{U}_в}{2} \left[(1-j) \frac{f}{e} - (1+j) \frac{c}{a} \right]; \quad (3.48)$$

$$i_{лн} = - \frac{\dot{U}_в}{2} \left[(1-j) \frac{f}{e} + (1+j) \frac{c}{a} \right]; \quad (3.49)$$

$$i_{в.н} = \frac{\dot{U}_в}{Z_в} - \frac{j\omega M}{Z_в} i_{лн}, \quad (3.50)$$

где

$$a = r + (1 - \eta) \left[j\omega (L_{cp} + M_{cp}) + \frac{3}{4} \frac{\omega^2 M^2}{R + j\omega L_в} \right];$$

$$c = (1 - \eta) \frac{3}{4} \frac{j\omega M}{R + j\omega L_B};$$

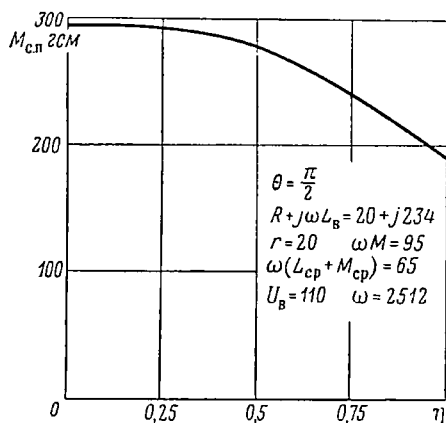
$$e = r + (1 + \eta) \left[j\omega (L_{cp} + M_{cp}) + \frac{3}{4} \frac{\omega^2 M^2}{R + j\omega L_B} \right];$$

$$f = (1 + \eta) \frac{3}{4} \frac{i\omega M}{R + j\omega L_B};$$

$$Z_B = R + j\omega L_B;$$

$$\eta = \frac{\Omega}{\omega} - \text{относительная скорость.}$$

Если подставить (3.48) — (3.50) в (3.46) и затем найти характер зависимости $M_{c.n} = f(\eta)$, выполняя векторное произведение, то окажется, что синхронизирующий момент будет уменьшаться при увеличении скорости в соответствии с графиком фиг. 3.8.



Фиг. 3.8. График изменения синхронизирующего момента при увеличении скорости.

Аналогичным образом можно получить зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования $M_{c.n} = \varphi(\theta)$ при постоянной скорости. Полагая, что скорость равна нулю, т. е. $\eta = 0$, и сельсины не имеют явно выраженных полюсов, найдем, используя уравнения (3.36), (3.38), (3.47) и (3.50):

$$M_{c.n} = A \frac{\sin \theta}{r^2 + [B - C(1 - \cos \theta)]^2}, \quad (3.51)$$

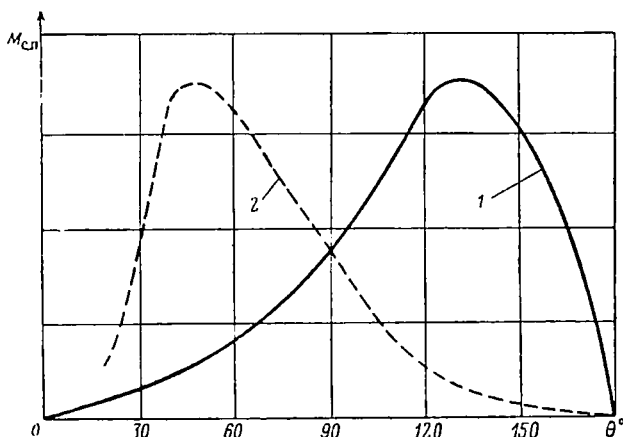
где

$$A = \frac{3}{4} \frac{M^2}{\omega L_B^2} U_B^2 \sqrt{r^2 + \omega^2 (L_{cp} + M_{cp})^2},$$

$$B = \omega (L_{cp} + M_{cp}),$$

$$C = \frac{3}{4} \frac{\omega^2 M^2}{\omega L_B}.$$

Характер изменения синхронизирующего момента при изменении угла рассогласования может быть различным, как это видно из выражения (3.51), и определяется соотношением сопротивлений B и C . Так, например, при $B > C$ график функции $M_{с.п.} = \varphi(\theta)$, приведенный на фиг. 3.9, соответствует кривой 1, а при $B < C$ аналогич-



Фиг. 3.9. График изменения синхронизирующего момента при изменении угла рассогласования для различных соотношений параметров B и C .

ный график имеет вид кривой 2. Оба графика соответствуют сельсинам, не имеющим явно выраженных полюсов. В практических условиях обычно встречается случай, когда $B > C$, и вследствие этого сельсины с неявно выраженными полюсами, как правило, имеют зависимость $M_{с.п.} = \varphi(\theta)$ вида кривой 1. Наличие явно выраженных полюсов, как это следует из уравнения (3.46), обуславливает реактивную составляющую момента, которая увеличивает результирующий синхронизирующий момент, благодаря чему возрастает и крутизна кривой $M_{с.п.} = \varphi(\theta)$ в области малых углов рассогласования.

§ 8. Удельный статический синхронизирующий момент

В процессе работы синхронной передачи благодаря различным факторам (величина нагрузочного момента, момент сил трения, неточная балансировка ротора приемника и т. п.) возникает ошибка или угол рассогласования θ , которая в конечном итоге и характеризует точность системы. С точки зрения уменьшения ошибки и, следовательно, увеличения точности большое значение имеет крутизна кривой, представляющей зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования, в точке $\theta = 0$. Крутизна представляет собой производную $\left. \frac{dM_{с.п.}}{d\theta} \right|_{\theta=0}$ и обычно называется удельным статическим синхронизирующим моментом. Предположим, под влиянием

некоторого момента $M_{н.п}$ на валу приемника, обусловленного нагрузкой, трением или каким-либо другим фактором, в системе установился угол рассогласования θ . Так как удельный момент есть момент, приходящийся на 1° угла рассогласования, то величина синхронизирующего момента на валу приемника, необходимая для преодоления момента $M_{н.п}$, может быть определена равенством

$$\left| \frac{d M_{с.п}}{d \theta} \right|_{\theta=0} \theta = M_{н.п}, \quad (3.52)$$

откуда

$$\theta = \frac{M_{н.п}}{M_{у.п}}, \quad \text{где } M_{у.п} = \left| \frac{d M_{с.п}}{d \theta} \right|_{\theta=0}.$$

Последнее уравнение показывает, что при постоянном моменте $M_{н.п}$ ошибка тем меньше, чем больше удельный статический синхронизирующий момент.

Величину удельного момента $M_{у.п}$ можно выразить через параметры сельсина. Поскольку удельный момент характеризуется крутизной характеристики $M_{с.п} = \varphi(\theta)$ в начале координат, то при определении $M_{у.п}$ следует принять не только $\eta = 0$, но и $I_{лн} \approx 0$. Следовательно, удельный момент может быть вычислен по формуле (3.47), в которой поперечная составляющая тока соответствует выражению (3.38), а ток обмотки возбуждения — выражению (3.50), в котором составляющая $\frac{j\omega M}{Z_B} I_{лн}$ ввиду малости $I_{лн}$ принята равной нулю. Учитывая также малые значения θ , получим следующее выражение для синхронизирующего момента:

$$M_{с.п} = M \frac{c \dot{U}_B}{a-b} \theta \frac{\dot{U}_B}{Z_B}. \quad (3.53)$$

Подставляя в уравнение (3.53) значение коэффициентов a , b и c , представляя угол рассогласования в градусах, а синхронизирующий момент в гсм и затем вычислив векторное произведение, найдем

$$M_{с.п} = \frac{3}{4} \frac{\pi}{180} \frac{10^5}{9,81} \frac{\omega M^2 U_B^2}{Z_B^2 Z_q} \theta, \quad (3.54)$$

откуда удельный момент

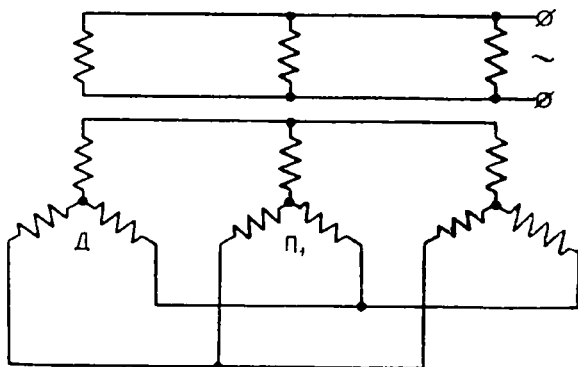
$$M_{у.п} = \frac{3}{4} \frac{\pi}{180} \frac{10^5}{9,81} \frac{\omega M^2 U_B^2}{Z_B^2 Z_q}, \quad \left[\frac{\text{гсм}}{1^\circ} \right], \quad (3.55)$$

где

$$Z_q = \sqrt{r^2 + \omega^2 L_q^2}.$$

§ 9. Работа сельсина-датчика на несколько параллельно включенных приемников

В практике часто встречается, когда один датчик работает одновременно на несколько параллельно включенных приемников (фиг. 3.10). В этом случае величина синхронизирующего момента, а также удельного момента не остается прежней и зависит от числа включенных приемников. На основании предыдущих результатов, имея в виду уравнения (3.27), (3.30), (3.35)—(3.38), (3.47), можно показать, что фазовые токи в индикаторной синхронной передаче



Фиг. 3.10. Схема соединения датчика и нескольких приемников.

определяются результирующими электродвижущими силами и сопротивлениями фаз датчика и приемника.

Если сопротивление фазы датчика есть Z_d , а сопротивление фазы приемника Z_n , в общем случае не равные друг другу, то синхронизирующий момент может быть представлен как

$$M_c = \frac{A}{Z_d + Z_n}. \quad (3.56)$$

При n одинаковых параллельно включенных сельсинах ток в фазах датчика будет равен сумме токов, протекающих в соответствующих фазах n приемников, и, следовательно, синхронизирующий момент датчика будет равен:

$$M_{c,d} = \frac{A}{Z_d + \frac{Z_n}{n}}.$$

Полагая ради простоты, что сопротивления фазы датчика и фазы приемника равны, т. е. $Z_d = Z_n = Z$, найдем

$$M_{c,d} = \frac{A}{Z} \frac{n}{n+1}. \quad (3.57)$$

Так как ток в фазах каждого сельсина в n раз меньше фазовых токов датчика, то синхронизирующий момент приемника будет меньше $M_{с.д}$ в n раз, т. е.

$$M_{с.п} = \frac{A}{Z} \frac{1}{n+1}. \quad (3.58)$$

Сравнивая уравнения (3.57) и (3.58) с выражением (3.56), приходим к выводу:

$$\left. \begin{aligned} M_{с.д} &= M_c \frac{2n}{n+1}, \\ M_{с.п} &= M_c \frac{2}{n+1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.59)$$

Таким образом, в случае работы датчика на n принимающих синхронизирующий момент каждого сельсина-приемника уменьшается в $\frac{2}{n+1}$ раз по сравнению со случаем, когда датчик работает на один приемник. Это приводит к снижению удельного момента и, как правило, к увеличению ошибки при передаче показаний. Снижения точности можно избежать путем правильного выбора датчика. Для этой цели необходимо, чтобы сопротивление фазы сельсина-датчика было в n раз меньше сопротивления фазы сельсина-приемника. В этом случае

$$\left. \begin{aligned} M_{с.д} &= \frac{A}{\frac{Z}{n} + \frac{Z}{n}} = n \frac{A}{2Z} = nM_c; \\ M_{с.п} &= \frac{nM_c}{n} = M_c. \end{aligned} \right\} \quad (3.60)$$

Синхронизирующий момент приемника оказывается равным синхронизирующему моменту при одном сельсине-приемнике и датчике, у которого $Z_d = Z_n$.

При определении влияния числа принимающих n на величину синхронизирующего момента предполагалось, что сопротивление линии равно нулю. В действительности этого нет, особенно если передача ведется на большие расстояния. Если учесть сопротивление линии Z_n , то, как показывает формула (3.56), синхронизирующий момент с увеличением сопротивления линии Z_n будет уменьшаться, что приведет к увеличению ошибки.

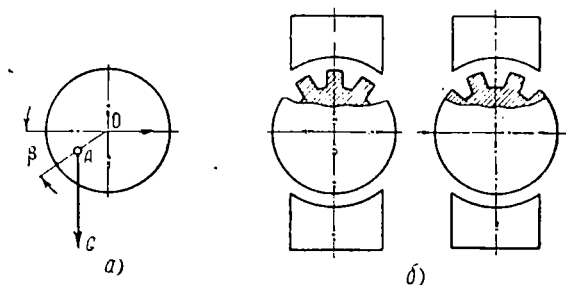
§ 10. Классы точности индикаторных сельсинов

Точность работы индикаторной синхронной передачи является основной характеристикой, которой руководствуются при проектировании подобного рода систем. Точность работы синхронной переда-

чи прежде всего определяется нагрузкой или внешним моментом на валу приемника, затем собственной ошибкой сельсинов, величина которой нормализуется классом точности, и, наконец, ошибкой, возникающей в процессе эксплуатации с течением времени.

Собственная ошибка сельсинов возникает в результате действия различных факторов, связанных с особенностями конструктивного выполнения сельсинов.

В качестве основного фактора, влияющего на собственную ошибку, нужно отметить момент сил трения, который складывается из



Фиг. 3. 11. Влияние балансировки ротора (а) и изменения магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором в процессе вращения (б) на величину собственной ошибки сельсинов.

момента трения в подшипниках и момента трения токосъемных щеток на кольцах коллектора в контактных сельсинах. Величина собственной ошибки, обусловленной моментом трения, может быть определена по уравнению

$$\theta = \frac{M_T}{M_{y.n}}, \quad (3.61)$$

которое соответствует утверждению, что сельсин-приемник будет неподвижен до тех пор, пока синхронизирующий момент $M_{y.n}\theta$ не станет равным или большим момента трения M_T . Вторым фактором, обуславливающим собственную ошибку сельсина, следует считать неточную балансировку ротора приемника. Если допустить, что центр тяжести ротора приемника не лежит на оси вращения (фиг. 3. 11, а), то при движении ротора возникает момент

$$M_G = GOA \cos \beta, \quad (3.62)$$

который вызывает ошибку, равную

$$\theta = \frac{GOA \cos \beta}{M_{y.n}} \quad (3.63)$$

и имеющую максимум при $\beta = 0$.

На величину собственной ошибки сельсинов оказывает влияние изменение магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором в процессе вращения ротора. Проводимость воздушного зазора изменяется вследствие того, что в отдельные моменты времени под статором оказывается неодинаковое число зубцов (фиг. 3.11, б). Для устранения погрешности, возникающей по этой причине, пазы у ротора делают скошенными на один зубец. При этом под полюсами при вращении пазы и впадины располагаются так, что проводимость остается практически неизменной в любом положении ротора.

Собственная ошибка сельсинов зависит также от наличия короткозамкнутых витков в обмотках вторичной цепи. Поток возбуждения, пронизывающий короткозамкнутый виток, наводит в нем электродвижущую силу, которая обуславливает появление тока в витке и, следовательно, потока, направленного по закону электромагнитной реакции против причины, вызвавшей его появление. Если поток короткозамкнутого витка направлен под некоторым углом к потоку возбуждения, то, раскладывая его на продольную и поперечную составляющие, можно найти момент от наличия короткозамкнутого витка как результат взаимодействия тока возбуждения с поперечной составляющей тока витка. Величину погрешности в этом случае находят так же, как и в предыдущем, путем деления момента короткозамкнутого витка $M_{\text{кз}}$ на удельный синхронизирующий момент $M_{\text{у.л}}$ сельсина.

Собственная ошибка сельсинов зависит и от неравного числа витков в обмотках датчика и приемника вторичной цепи. При неравном числе витков даже в синхронном положении будут существовать фазовые токи и, следовательно, момент на валу сельсина-приемника, вызывающий погрешность в синхронной передаче.

С учетом указанных факторов сельсины по величине собственной ошибки разбивают на классы, которые указаны в табл. 3.1. Классы определяются по величине средней максимальной ошибки, равной полусумме абсолютных значений максимальных отклонений от согласованного положения со знаком плюс и со знаком минус, т. е.

$$\Delta\theta = \frac{|\Delta\theta^+| + |\Delta\theta^-|}{2}, \quad (3.64)$$

где $|\Delta\theta^+|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком плюс;

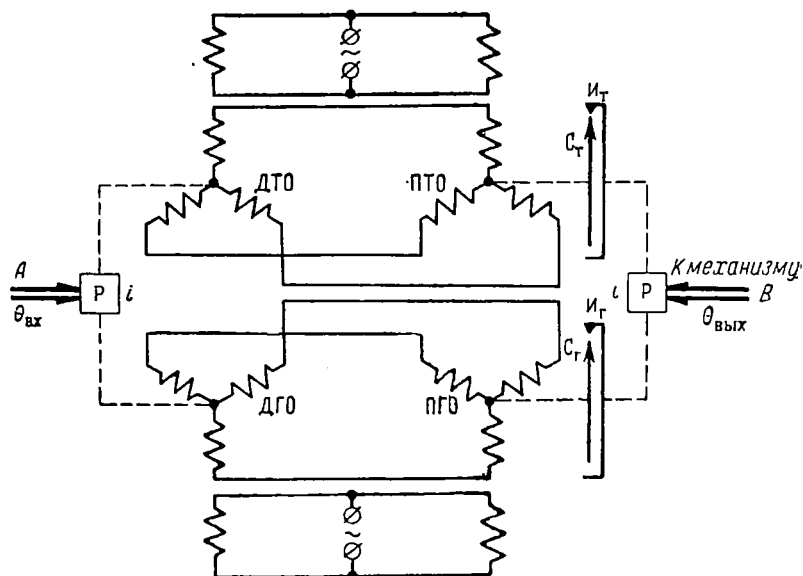
$|\Delta\theta^-|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком минус.

Таблица 3.1

Класс	Возможная допустимая ошибка
1	$\pm 0^\circ,75$
2	$\pm 1^\circ,5$
3	$\pm 2^\circ,5$

§ 11. Точный и грубый отсчет в индикаторной синхронной передаче

Передача показаний с помощью индикаторной системы синхронной связи, составленной из сельсина-датчика и сельсина-приемника, осуществляется с некоторой погрешностью, величина которой прежде всего определяется собственной ошибкой сельсинов, а при наличии внешнего момента сопротивления на валу сельсина-приемника и величиной этого момента. Так как собственная ошибка сельсинов,



Фиг. 3. 12а. Индикаторная синхронная передача с точным и грубым отсчетом.

определяемая классом точности, в обычных условиях всегда больше допустимой ошибки в индикаторной синхронной передаче, то, очевидно, осуществить самосинхронизирующуюся систему синхронной связи, состоящую из сельсина-датчика и сельсина-приемника, с обычно требуемой степенью точности не представляется возможным. Вследствие этого в индикаторных системах синхронной связи, как правило, предусматривается возможность уменьшения собственной ошибки сельсинов, а также ошибки, обусловленной внешним моментом сопротивления, до величины, не превосходящей величину допустимой погрешности. Применение точного и грубого отсчета в индикаторной синхронной передаче обеспечивает выполнение поставленного условия и позволяет создать системы, в которых погрешность не выходит за пределы допустимой ошибки.

На фиг. 3. 12а показана индикаторная синхронная передача с точным и грубым отсчетом. Ротор сельсина-датчика грубого отсче-

та ДГО механически через повышающий редуктор Р с передаточным отношением i связан с ротором сельсина-датчика точного отсчета ДГО. Следовательно, при вращении входного вала А, механически связанного с ротором ДГО, в частном случае передачей 1 : 1, ротор грубого сельсина-датчика делает столько же оборотов, сколько и входной вал, а ротор точного сельсина-датчика вращается быстрее и делает в i раз больше оборотов. Роторы сельсина-приемника грубого отсчета ПГО и сельсина-приемника точного отсчета ПТО механической связи не имеют.

Нагрузкой сельсинов-приемников являются стрелки, укрепленные на валах: для грубого приемника стрелка C_r , а для точного приемника — C_t . Индексы грубого отсчета I_r и точного отсчета I_t между собой механически связаны через редуктор Р с тем же передаточным отношением i . Входной вал В редуктора, идущий к механизму, механически связан с индексом I_r передачей 1 : 1. Следовательно, вращение вала В вызывает вращение индекса I_r с той же скоростью и вращение индекса I_t — со скоростью, в i раз большей.

Предположим, что входной вал А повернулся на угол, равный $\theta_{вх}$. Тогда на такой же угол повернется и ротор сельсина-датчика грубого отсчета ДГО, а ротор сельсина-датчика точного отсчета повернется на угол $i \theta_{вх}$. Поворот роторов датчиков грубого и точного отсчета на $\theta_{вх}$ и $i \theta_{вх}$ соответственно вызовет появление синхронизирующего момента в сельсинах-приемниках ПГО и ПТО, и их роторы, имея возможность вращаться, повернутся на некоторые углы, отличные от углов поворота датчиков на величину собственной ошибки. Если собственная ошибка сельсинов грубого и точного отсчета определяется величиной $\Delta\theta$, то ротор сельсина-приемника ПГО и стрелка C_r повернутся на угол $\theta_{вх} + \Delta\theta$, а ротор сельсина приемника ПТО и стрелка C_t — на угол $i \theta_{вх} + \Delta\theta$.

Для того чтобы заставить механизм повернуться на введенный угол $\theta_{вх}$, необходимо вал В вращать до тех пор, пока индексы I_r и I_t по точному и грубому отсчету не совпадут со стрелками C_r и C_t соответственно. Очевидно, угол поворота вала В, необходимый для совмещения стрелок и индексов, может быть найден как

$$\theta_{вых} = \frac{i\theta_{вх} + \Delta\theta}{i} = \theta_{вх} + \frac{\Delta\theta}{i}.$$

При этом, как видно из формулы, введенная величина $\theta_{вх}$ будет отработана с погрешностью, в i раз меньшей по сравнению с собственной ошибкой сельсинов. Таким образом, применение точного отсчета позволяет обрабатывать введенные величины со значительно более высокой точностью.

Наличие грубого отсчета необходимо для сохранения свойства самосинхронизации. Предположим, что $i=30$, а входной вал А повернулся на $1/4$ оборота. Тогда ротор датчика точного отсчета повернется на 7,5 оборота, а ротор приемника точного отсчета — на

7,5 + Δθ. Если бы не было шкалы грубого отсчета, и мы совмещали только индекс I_T со стрелкой C_T , то для совмещения указанных стрелки и индекса нужно было бы повернуть индекс I_T только на пол-оборота, что соответствовало бы повороту вала B на величину

$$\frac{0,5 + \Delta\theta}{30} \approx 0,017 + \frac{\Delta\theta}{30}.$$

Следовательно, поворот входного вала A на $1/4$ оборота сопровождался бы поворотом вала B только на 0,017 оборота. Это явление устраняется при наличии грубой шкалы, и система сохраняет свойство самосинхронизации в пределах одного оборота.

При проектировании индикаторной синхронной передачи обычно являются известными такие параметры, как число приемников N , параллельно подключенных к датчику, сопротивление линии передачи R_L , напряжение и частота источника питания и допустимая ошибка $\Delta\theta_{\text{доп}}$.

При выборе сельсинов, предназначенных для синхронной передачи, обычно руководствуются соотношением

$$\Delta\alpha = K_0 (\Delta\theta + \Delta\theta_9),$$

где $\Delta\alpha$ — собственная ошибка индикаторной передачи;

$\Delta\theta$ — ошибка сельсина, обусловленная классом точности;

$\Delta\theta_9 = 0,15 \div 0,30^\circ$ — ошибка, вызванная длительной эксплуатацией.

$K_0 = 0,35 + 0,15N + 0,012R_L$ для сельсинов типов СС-150, СС-153, СС-404.

При наличии внешнего момента сопротивления к собственной ошибке $\Delta\alpha$ добавляется ошибка $\Delta\theta_с$, обусловленная моментом сопротивления.

Выбрав сельсины при помощи табл. 3.2 по заданным частоте и напряжению и определив затем собственную ошибку $\Delta\alpha$, имея в виду заданные N и R_L , устанавливают передаточное отношение i редуктора P с целью обеспечения такой погрешности в индикаторной системе, которая не превосходила бы допустимой $\Delta\theta_{\text{доп}}$. При выборе передаточного отношения i необходимо выполнить условия, при которых шкалы точного и грубого отсчета легко разбиваются на деления и позволяют легко производить отсчеты. Однако передаточное отношение i не должно быть слишком большим, ибо в противном случае ошибка в совмещении индекса I_T грубого отсчета со стрелкой C_T , пересчитанная на шкалу точного отсчета, может оказаться больше половины оборота индекса точного отсчета. В результате при совмещении индекса точного отсчета со стрелкой C_T может получиться рассогласование, равное цене одного оборота точного отсчета.

§ 12. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

С помощью сельсинов, работающих в трансформаторном режиме, можно осуществить измерение угла рассогласования в следящих системах. На фиг. 3.126 показана измерительная система, составленная из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора. Сельсин-трансформатор возбуждается тремя переменными фазовыми напряжениями сельсина-датчика и создает переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной углу рассогласования между положениями оси датчика и оси сельсина-трансформатора, и фазой, зависящей от направления или знака рассогласования. Переменное выходное напряжение с амплитудой и фазой, однозначно определяемыми углом рассогласования, снимается с однофазной обмотки сельсина-трансформатора, которая обычно соединяется со входом усиленного устройства.

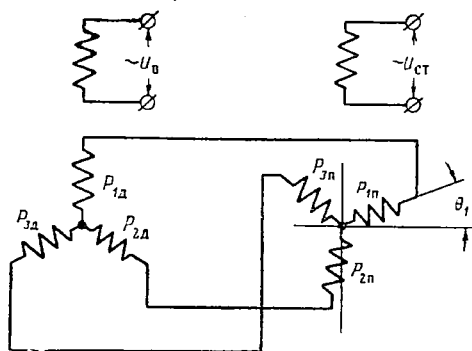
Величину выходного напряжения измерительной схемы, выраженного через параметры сельсинов, можно определить, используя систему уравнений (3.16), в которой следует приравнять нулю напряжение возбуждения на однофазной обмотке приемника. Предполагая при этом одинаковые параметры сельсина-датчика и сельсина-трансформатора, что можно сделать для качественной оценки работы измерительной системы, получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= ai_1 + bi_2 + cu_b; \\ u_2 &= di_1 + ei_2 + fu_b; \\ u_3 &= ai_3 + bi_4; \\ u_4 &= di_3 + ei_4, \end{aligned} \right\} \quad (3.65)$$

в которой два первых выражения описывают физические процессы в датчике, а два последних — физические процессы в сельсине-трансформаторе. Уравнения (3.65) могут быть преобразованы к виду

$$\left. \begin{aligned} 2ai_3 + bi_4(1 + e^{-j2\theta}) - cu_b e^{-j\theta} &= 0; \\ 2ei_4 + di_3(1 + e^{j2\theta}) - fu_b e^{j\theta} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (3.66)$$

если учесть связь через угол рассогласования θ между токами i_1 и i_3 , i_2 и i_4 , а также между напряжениями u_1 и u_3 , u_2 и u_4 .



Фиг. 3.126. Измерительная система, составленная из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора.

Так как выходная обмотка сельсина-трансформатора нагружена некоторым сопротивлением $Z_{\text{н}}$, то выходное напряжение измерительной системы найдется как произведение тока в однофазной обмотке $\dot{I}_{\text{в.п}}$ на сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$. Ток $\dot{I}_{\text{в.п}}$ может быть определен в соответствии с уравнением (3.50), в котором напряжение возбуждения $U_{\text{в}}=0$ и введено последовательно с $Z_{\text{в}}$ сопротивление $Z_{\text{н}}$:

$$\dot{I}_{\text{в.п}}(Z_{\text{в}} + Z_{\text{н}}) + j\omega MI_{1\text{п}} = 0. \quad (3.67)$$

Следовательно, выходное напряжение сельсина-трансформатора

$$\dot{U}_{\text{с.т}} = \dot{I}_{\text{в.п}} Z_{\text{н}} = -j\omega MI_{1\text{п}} \frac{Z_{\text{н}}}{Z_{\text{в}} + Z_{\text{н}}}, \quad (3.68)$$

где

$$I_{1\text{п}} = I_3 + I_4;$$

I_3, I_4 — токи, определяемые системой уравнений (3.66).

Определим выходное напряжение сельсина-трансформатора для случая синхронного поворота, когда $\eta = \frac{\Omega}{\omega} = 0$. При этом коэффициенты $a=e; b=d; c=f$, и если сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$ очень велико, что означает разрыв выходной цепи, то

$$\dot{U}_{\text{с.т}} = -j\omega M \dot{U}_{\text{в}} \frac{c(a-b)}{a^2 - b^2 \cos^2 \theta} \cos(\theta). \quad (3.69)$$

Полученное выражение (3.69) позволяет сделать ряд выводов. Во-первых, выходное напряжение измерительной системы, составленной из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора, при угле рассогласования θ , равном нулю, в случае отсчета от положения, при котором оси одноименных фазовых обмоток параллельны, не равно нулю. Это представляет неудобство, так как в следящих системах целесообразно иметь такой измерительный орган, который при отсутствии рассогласования вызывал бы нулевое напряжение.

Во-вторых, выходное напряжение измерительной системы не изменяет свою фазу, если изменяется направление рассогласования, потому что $\cos \theta$ является четной функцией и, следовательно, $\cos(\theta) = \cos(-\theta)$. Это также является большим неудобством в следящих системах, где изменение знака угла рассогласования θ , означающее изменение направления движения входного звена, должно обязательно сопровождаться изменением направления движения исполнительного элемента, что может быть осуществлено только в случае изменения фазы выходного напряжения сельсинной измерительной системы.

Указанные недостатки легко устранить, если угол рассогласования θ отсчитывать от направления, перпендикулярного первому, для чего необходимо ротор сельсина-трансформатора повернуть на 90° в положение, при котором оси его фазовых обмоток будут перпен-

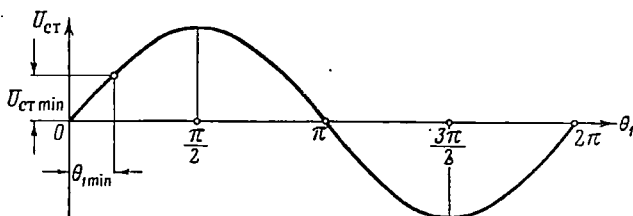
двулярны осям одноименных обмоток сельсина-датчика. Подобное изменение отсчета θ и поворот ротора будут соответствовать подстановке в уравнение (3.69)

$$\theta = 90^\circ - \theta_1.$$

В связи с этим выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ст}}$ становится равным

$$\dot{U}_{\text{ст}} = -j\omega M \dot{U}_в \frac{c(a-b)}{a^2 - b^2 \sin^2 \theta_1} \sin \theta_1. \quad (3.70)$$

Теперь при угле рассогласования $\theta_1 = 0$ выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ст}}$ также равно нулю, а при изменении знака θ_1 меняет знак $\sin \theta_1$, так как $\sin \theta_1 = -\sin(-\theta_1)$, что соответствует изменению фазы $\dot{U}_{\text{ст}}$ на 180° .



Фиг. 3.13. График изменения амплитуды выходного напряжения сельсина-трансформатора при изменении угла рассогласования.

Таким образом, система, составленная из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора с ротором, повернутым на 90° относительно ротора датчика, удерживаемым в этом положении принужденно, оказывается вполне пригодной для измерения угла рассогласования в следящих системах. Формула (3.70) показывает, что выходное напряжение имеет искаженную синусоидальную форму за счет наличия в знаменателе члена $b^2 \sin^2 \theta_1$. Однако эти искажения невелики, так как коэффициент b обычно бывает значительно меньше a . Практически можно считать, что выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ст}}$ изменяется по синусоидальному закону.

На фиг. 3.13 представлен график изменения амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ст}}$ в зависимости от изменения угла рассогласования. Из графика точно так же, как и из выражения (3.70), видно, что за один оборот ротора сельсина-трансформатора существуют два положения равновесия, при которых выходное напряжение $U_{\text{ст}} = 0$. Эти положения соответствуют $\theta_1 = 0$ и $\theta_1 = \pi$. Однако одно положение при $\theta_1 = \pi$ является неустойчивым, потому что увеличение угла рассогласования относительно 180° вызывает опрокидывание фазы выходного напряжения $U_{\text{ст}}$ сельсина-трансформатора и движение исполнительного органа в сторону, противоположную входному зве-

ну, а уменьшение угла рассогласования относительно 180° отвечает увеличению скорости исполнительного органа в направлении движения входного звена и еще большему уменьшению угла рассогласования. Состояние равновесия при $\theta_1=0$ является устойчивым, так как изменения фазы выходного напряжения $U_{ст}$ в результате отклонения влево и вправо от $\theta_1=0$ противоположны аналогичным отклонениям от $\theta_1=\pi$.

Из графика фиг. 3.13 видно, что для некоторого минимального $U_{ст, \min}$ сигнала, который, проходя через усилитель, может еще вызвать реакцию исполнительного элемента, существует минимальная ошибка $\theta_{1\min}$. Очевидно, минимальная ошибка $\theta_{1\min}$ будет тем меньше при данном уровне $U_{ст, \min}$, чем больше крутизна кривой $U_{ст} = f(\theta_1)$ в начальном участке. Следовательно, крутизна выходного напряжения сельсина-трансформатора имеет большое значение с точки зрения точности работы следящей системы, где в качестве измерительного органа применяется сельсинная система. В практических условиях величина ошибки θ_1 невелика, поэтому крутизну выходного напряжения можно определить по уравнению (3.70), полагая $\sin \theta_1 \approx \theta_1$; $\sin^2 \theta_1 \approx 0$. С учетом этих замечаний получаем

$$\frac{dU_{ст}}{d\theta_1} = -j\omega M U_B \frac{c(a-b)}{a^2} \frac{\pi}{180} \left[\frac{s}{1^\circ} \right]. \quad (3.71)$$

Для точности следящей системы большое значение имеют погрешности самой измерительной системы, состоящей из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора. Погрешностью сельсинной измерительной системы называется напряжение на выходной обмотке сельсина-трансформатора, когда угол рассогласования равен нулю. Погрешности могут вызываться различными причинами и в зависимости от этого носят статический или динамический характер. Статическая погрешность может вызываться несинусоидальностью кривой взаимной индукции между однофазной и трехфазной обмотками, несимметрией фазовых обмоток сельсина, выражающейся в неодинаковом числе витков в фазах вторичной цепи, в наличии короткозамкнутых витков и т. п. Динамическая погрешность возникает в измерительной системе в результате появления скорости и может достигать значительных величин в области больших скоростей.

§ 13. Влияние скорости на точность измерения угла рассогласования

Влияние скорости на точность измерения угла рассогласования можно установить путем использования выражения (3.68), если в него подставить продольную составляющую тока \dot{I}_{1n} , представленную в виде функции скорости.

Токи i_3 и i_4 , определенные из системы (3.66), имеют вид

$$i_3 = \frac{1}{2} \dot{U}_B e^{-j\theta} \frac{ec - bf \cos \theta e^{j\theta}}{ae - db \cos^2 \theta}; \quad (3.72)$$

$$i_4 = \frac{1}{2} \dot{U}_B e^{j\theta} \frac{af - cd \cos \theta e^{-j\theta}}{ae - db \cos^2 \theta}, \quad (3.73)$$

где коэффициенты a, b, c, d, e, f являются функциями скорости; $\theta = 90^\circ - \theta_1$.

Представляет интерес выяснить влияние скорости на возникновение погрешности в измерении в случае, когда угол рассогласования $\theta_1 = 0$. Осуществляя подстановку $\theta = 90^\circ$ в уравнения (3.72) и (3.73) и имея в виду, что сумма токов i_3 и i_4 дает продольную составляющую $i_{lп}$, получим

$$i_{lп} = j \frac{\dot{U}_B}{2} \left(\frac{f}{e} - \frac{c}{a} \right) \quad (3.74)$$

или после подстановки значений f, e, c, a , определяемых уравнениями

$$\left. \begin{aligned} a &= r + j(\omega - \Omega) A; \\ c &= (\omega - \Omega) \frac{3}{4} \frac{M}{\omega L_B}; \\ e &= r + j(\omega + \Omega) A; \\ f &= (\omega + \Omega) \frac{3}{4} \frac{M}{\omega L_B}; \\ A &= L_{cp} + M_{cp} - \frac{3}{4} \frac{M^2}{L_B}, \end{aligned} \right\} \quad (3.75)$$

найдем продольную составляющую в виде

$$i_{lп} = j \dot{U}_B \frac{3}{4} \frac{M}{\omega L_B} \frac{\Omega r}{[r + j(\omega + \Omega) A][r + j(\omega - \Omega) A]}, \quad (3.76)$$

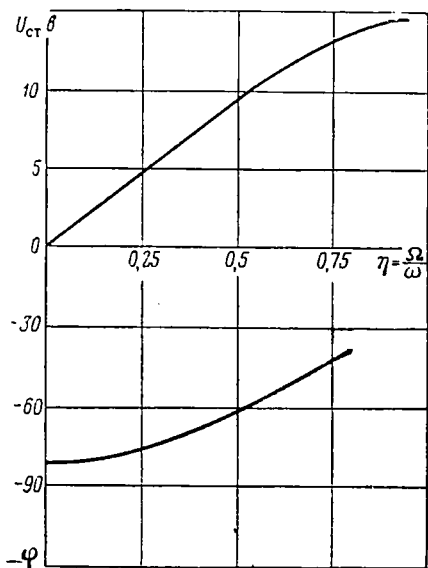
а затем и выходное напряжение $U_{ст}$ сельсина-трансформатора по формуле (3.68)

$$U_{ст} = \frac{3}{4} \frac{\dot{U}_B M^2 r}{L_B} \frac{\Omega}{[r + j(\omega + \Omega) A][r + j(\omega - \Omega) A]}. \quad (3.77)$$

В полученном выражении сопротивление нагрузки Z_n принято равным бесконечности.

Выражение (3.77) представляет напряжение погрешности и может быть использовано для определения амплитуды и фазы этого напряжения в виде функции скорости вращения. Модуль выражения (3.77) определяет амплитуду напряжения погрешности, а отношение мнимой части к действительной дает тангенс некоторого угла и, следовательно, фазу напряжения погрешности.

На фиг. 3. 14 представлены кривые, характеризующие изменение амплитуды и фазы напряжения погрешности при изменении скорости. Уравнение (3. 77) показывает, что амплитуда напряжения погрешности с увеличением скорости возрастает. Нужно отметить, что возрастание амплитуды в области малых скоростей осуществляется почти по линейному закону, и только в области скоростей, приближающихся к синхронной, кривизна возрастания амплитуды снижается. Это объясняется тем, что при малой скорости знаменатель выражения (3. 77) оказывает незначительное влияние на характер изменения напряжения погрешности, и с ее возрастанием влияние знаменателя сказывается более ощутимо.



Фиг. 3. 14. Кривые, характеризующие изменение амплитуды и фазы напряжения погрешности при изменении скорости.

Фаза напряжения погрешности в области малых скоростей близка к $-\pi/2$ и по мере приближения скорости к синхронной увеличивается, приближаясь к нулю. Наличие фазы в напряжении погрешности обуславливает существование двух составляющих этого напряжения, одна из которых совпадает по фазе с напряжением полезного сигнала, а вторая сдвинута на 90° относительно полезного сигнала. Составляющие напряжения погрешности легко получить из выражения

$$u_{\text{ст}} = \sqrt{m^2 + n^2} \sin \left(\omega t + \arctg \frac{n}{m} \right), \quad (3. 78)$$

где $U_{\text{ст}} = \sqrt{m^2 + n^2}$ — амплитуда напряжения погрешности;

$\varphi = \arctg \frac{n}{m}$ — фаза напряжения погрешности;

n — мнимая часть уравнения (3. 77);

m — действительная часть уравнения (3. 77),

если его представить в виде

$$u_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} \cos \varphi \sin \omega t + U_{\text{ст}} \sin \varphi \cos \omega t.$$

Вследствие того, что при малых скоростях фаза φ близка к $-\pi/2$, составляющая, пропорциональная $\cos \varphi$, значительно меньше по амплитуде второй составляющей, пропорциональной $\sin \varphi$ и совпадающей по фазе с полезным сигналом. В области больших скоро-

стей вследствие приближения фазы φ к нулю составляющая $U_{ст} \cos \varphi \sin \omega t$ имеет амплитуду, большую по сравнению с составляющей $U_{ст} \sin \varphi \cos \omega t$. Следовательно, по мере увеличения скорости возрастает влияние составляющей, сдвинутой по фазе на 90° относительно напряжения полезного сигнала. Нужно иметь в виду, что составляющую напряжения погрешности, совпадающую по фазе с полезным сигналом, можно скомпенсировать при данной скорости соответствующим поворотом ротора сельсина-трансформатора, а составляющую, сдвинутую на 90° , поворотом ротора скомпенсировать нельзя. Однако составляющая, сдвинутая на 90° , может не вызвать дополнительной ошибки в работе следящей системы, если в управляющем элементе системы предусмотрен фазовый дискриминатор, который, как известно, обладает способностью не пропускать сигналы, сдвинутые на 90° относительно основного.

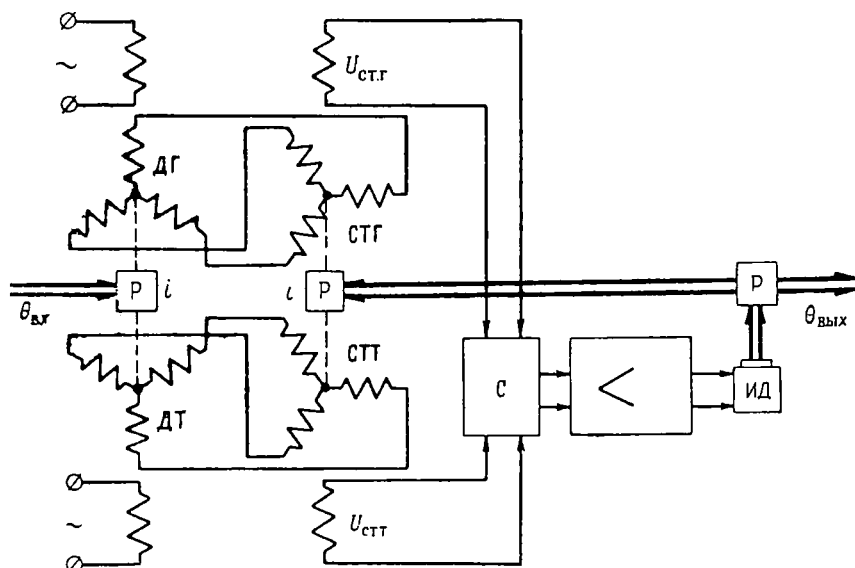
Напряжение погрешности, обусловленное скоростью вращения, можно существенно снизить по амплитуде для заданного диапазона скорости, как это видно из уравнения (3.77) и графика фиг. 3.14, если увеличить частоту источника питания сельсинов.

§ 14. Повышение точности измерения угла рассогласования

Обычно допустимая величина угла рассогласования в следящей системе в сравнении с собственной ошибкой сельсинов, составляющих измерительную систему, очень мала. Это означает, что при углах рассогласования, не выходящих за пределы собственной ошибки сельсинов, выходное напряжение $U_{ст}$ сельсина-трансформатора либо равно нулю, либо настолько мало, что не вызывает реакции со стороны исполнительного элемента. Поэтому в следящей системе с измерительным органом, составленным из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора, валы которых сцеплены с входным и выходным звеньями передач $1 : 1$, осуществить высокую степень точности не представляется возможным. Увеличения точности измерения и, следовательно, точности работы системы можно добиться путем введения повышающей передачи между выходным звеном следящей системы и валом измерительного органа так, как это показано на фиг. 3.15. В этом случае измерительный орган состоит из двух измерительных систем точного и грубого отсчета. Сельсины-датчики грубого и точного отсчета (ДГ и ДТ) связаны между собой через редуктор с передаточным числом i . Аналогичная связь существует и между роторами сельсинов-трансформаторов грубого и точного каналов. Передаточное число i редукторов выбирается с тем расчетом, чтобы сельсины точного канала вращались быстрее сельсинов грубого канала. Работа системы и процесс измерения в этом случае осуществляется следующим образом.

Поворот входного вала на угол $\theta_{вх}$ вызывает поворот вала грубого датчика ДГ на такой же угол, а вала точного датчика ДТ — на угол $i\theta_{вх}$. Если управление исполнительным элементом и выход-

ным валом осуществляется по точному каналу, то в результате отработки введенного угла ротор сельсина-трансформатора точного отсчета СТТ будет повернут на угол, отличающийся от $i\theta_{вх}$ на величину собственной погрешности $\Delta\theta$ сельсинов точного канала, т. е. на угол $i\theta_{вх} + \Delta\theta$. Так как выходной вал связан с ротором сельсина-



Фиг. 3. 15. Схема двухскоростной следящей системы.

трансформатора грубого отсчета СТГ передач $1:1$, то, очевидно, угол поворота выходного вала $\theta_{вых}$ будет равен

$$\theta_{вых} = \theta_{вх} + \frac{\Delta\theta}{i},$$

что означает уменьшение погрешности в i раз по сравнению со случаем односкоростной системы, где отсутствуют повышающие передачи между выходным валом и валом измерительного органа.

Нужно сказать, что введение повышающей передачи наряду с увеличением чувствительности и точности системы придает последней и некоторые нежелательные явления, основным из которых является потеря самосинхронизации. Так как между сельсином-трансформатором грубого канала СТГ и сельсином-трансформатором точного канала СТТ стоит редуктор с передаточным числом i , то одному обороту входного вала будет соответствовать один период изменения выходного напряжения $U_{СТГ}$ грубого канала и i периодов изменения выходного напряжения $U_{СТТ}$ точного канала. Выше было показано, что за один период изменения выходного напряжения существуют два положения состояния равновесия (фиг. 3. 13), одно из которых ($\theta_1=0$) является устойчивым, а второе — неустойчивым.

Очевидно, в нашем случае с двумя каналами точного и грубого отсчета напряжение точного канала за один период грубого будет иметь i устойчивых положений состояния равновесия, из которых только одно, соответствующее $\theta_1=0$, будет отвечать условиям синхронного вращения, а остальные $i-1$ состояний равновесия будут соответствовать так называемым ложным устойчивым нулям.

Следовательно, система, работающая по точному каналу, в пределах одного оборота входного вала, или грубого канала, не обладает свойством самосинхронизации, поскольку она имеет возможность занимать i различных устойчивых положений. Для устранения ложных нулей и для придания системе свойства самосинхронизации в измерительном органе с повышающей передачей предусматривают грубый канал измерения и возможность переключения следящей системы с точного канала на грубый. Переключение осуществляется в те моменты, когда угол рассогласования в следящей системе достигает величин, недопустимых с точки зрения возможности попадания в один из ложных устойчивых нулей. Устройство, переключающее систему с точного на грубый канал и обратно, называется синхронизатором, или селектором сигналов точного и грубого отсчета.

Следящие системы, имеющие точный и грубый каналы измерения, а также синхронизатор, называются двухканальными, или двухскоростными.

Таким образом, введение повышающей передачи соответствует как бы увеличению крутизны выходного напряжения сельсина-трансформатора и, следовательно, увеличению точности измерения. Чем больше передаточное число i , тем в большей степени уменьшается погрешность и тем точнее осуществляется измерение.

Однако в практических условиях чрезмерное увеличение передаточного числа i не может считаться целесообразным. Существуют некоторые соображения, которые накладывают ограничение на выбор передаточного числа от выходного вала к валу сельсина-трансформатора точного канала. Одним из таких соображений может считаться возникновение при больших скоростях значительной динамической погрешности. Для сельсинов, работающих на частоте в 50 гц, уже при скоростях 300—400 об/мин динамическая погрешность достигает значительных величин (до 2 градусов и более).

При больших передаточных числах добавление инерционных масс сельсинов, приведенных к валу двигателя, может заметно увеличить общий момент инерции на валу двигателя. Это может быть особенно заметно в случае двигателей небольшой мощности.

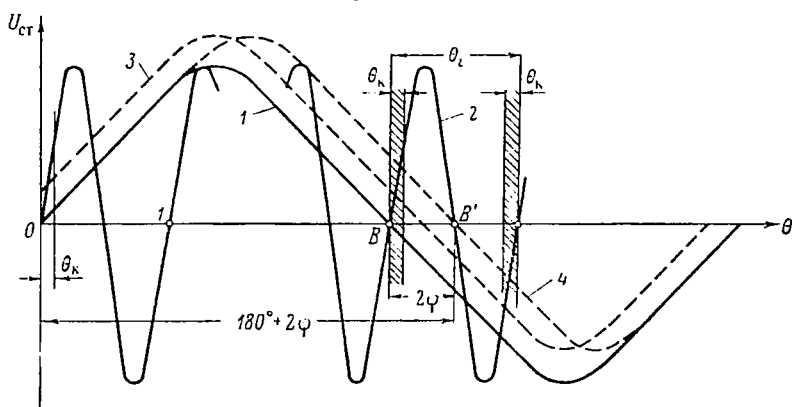
Кроме сказанного, нужно отметить, что при больших передаточных числах вполне возможен вариант, когда люфты в передачах вызывают большую погрешность, чем собственная погрешность сельсинов.

Наконец, нужно отметить и то, что чрезмерное повышение передаточного числа вызывает затруднение в синхронизации, так как время, в течение которого должно быть сделано переключение с точ-

ного канала на грубый, с увеличением i уменьшается, вследствие чего появляется возможность несрабатывания синхронизатора и, следовательно, возможность перескоков из одного устойчивого положения в другое.

§ 15. Устранение ложного нуля в двухскоростной системе

Предположим, что в двухскоростной системе передаточное число между точным и грубым каналами является четным и равно i . Тогда одному периоду изменения напряжения грубого отсчета будут соответствовать i периодов изменения напряжения точного отсчета. При этом в каждом полупериоде напряжения грубого канала будет укладываться целое число периодов напряжения точного канала.



Фиг. 3. 16. График напряжений грубого и точного каналов.

На фиг. 3. 16 показаны кривые 1 и 2, характеризующие изменение напряжения грубого и точного каналов при изменении угла рассогласования. Кривые 1 и 2 построены по уравнениям

$$U_{СТГ} = U_{\max} \sin \theta,$$

$$U_{СТТ} = U_{\max} \sin i\theta.$$

Пусть переключение с точного канала на грубый осуществляется при угле рассогласования $\theta > \theta_k$. В этом случае возможность попадания в положение ложных устойчивых нулей в пределах одного оборота грубого канала устраняется, за исключением одного положения, соответствующего ложному нулю в точке B. Из графика фиг. 3. 16 видно, что при угле рассогласования $\theta = 180^\circ$ напряжения ошибки по двум каналам равны нулю, и так как этот угол рассогласования соответствует ложному устойчивому нулю, то система, рассогласованная на 180° до включения, после включения не придет в согласованное положение. С целью придания системе свойства самосинхронизации в пределах одного оборота этот ложный нуль устра-

няют. Операция устранения ложного нуля по идее сводится к тому, чтобы при $\theta = 180^\circ$, когда на точном канале напряжение $U_{\text{СТГ}} = 0$, напряжение ошибки $U_{\text{СТГ}}$ по грубому каналу было отлично от нуля и имело такую величину, которая определялась бы углом рассогласования $\theta \geq \theta_k$. Этого можно добиться, если последовательно со стартовой обмоткой сельсина-трансформатора грубого отсчета ввести некоторый источник питания переменного напряжения той же частоты, что и частота напряжения источника питания сельсинов. Кроме этого, необходимо, чтобы введенное напряжение, которое называется сдвигающим, было в фазе с напряжением ошибки.

Напряжение ошибки по грубому каналу при наличии сдвигающего напряжения будет равно

$$u_{\text{СТГ}} = U_{\text{max}} \sin \theta + u_{\text{сд}},$$

где $u_{\text{сд}}$ — сдвигающее напряжение.

Формула показывает, что при $\theta = 180^\circ$ напряжение ошибки $u_{\text{СТГ}} \neq 0$. Однако введение сдвигающего напряжения $u_{\text{сд}}$ делает напряжение $u_{\text{СТГ}}$ отличным от нуля не только в положении ложного устойчивого нуля (точка B на графике фиг. 3.16), но также и при $\theta = 0$ (пунктирная кривая 3 на фиг. 3.16). Для устранения этого ротор сельсина-трансформатора грубого канала поворачивают на некоторый угол φ так, чтобы при $\theta = 0$ напряжение ошибки $u_{\text{СТГ}} = 0$. Поворот ротора сельсина-трансформатора соответствует перемещению пунктирной кривой 3 на графике фиг. 3.16 вправо в положение кривой 4. Очевидно, напряжение ошибки грубого канала при наличии сдвигающего напряжения и дополнительного поворота ротора сельсина-трансформатора будет определяться уравнением

$$u_{\text{СТГ}} = U_{\text{max}} \sin(\theta - \varphi) + u_{\text{сд}},$$

на основании которого можно определить величину сдвигающего напряжения. Так как при $\theta = 0$ должно удовлетворяться равенство $u_{\text{СТГ}} = 0$, то

$$u_{\text{сд}} = U_{\text{max}} \sin \varphi.$$

Новое положение ложного нуля (B') может быть определено из условия

$$0 = U_{\text{max}} \sin(\theta_l - \varphi) + U_{\text{max}} \sin \varphi,$$

откуда

$$\theta_l = 180^\circ + 2\varphi.$$

Для определения величины угла φ необходимо учесть два фактора: с одной стороны, нужно, чтобы сдвиг ложного нуля был больше критического угла θ_k , при котором срабатывает синхронизатор, с другой — сдвиг должен быть меньше $\theta_l - \theta_k$ для исключения попадания в положение следующего за B ложного нуля и для срабаты-

вания синхронизатора. Таким образом, в основу выбора угла φ может быть положено неравенство

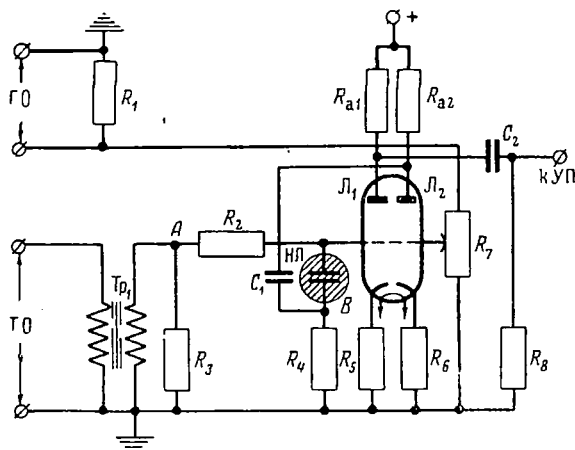
$$\theta_i - \theta_k > 2\varphi > \theta_k.$$

Ложный нуль указанным способом устраняют в том случае, когда передаточное число i является четным. Если передаточное число i является нечетным, то в полупериоде напряжения грубого отсчета укладывается дробное число периодов напряжения точного отсчета, и при угле рассогласования $\theta = 180^\circ$ по точному каналу будет ложный неустойчивый нуль. Так как нормально система работает от точного отсчета, то при включении системы, предварительно рассогласованной на 180° , система не может остаться в положении неустойчивого нуля и непременно выйдет из него. В дальнейшем, когда напряжение точного канала станет больше напряжения, соответствующего критическому углу, произойдет переключение на грубый канал и установление системы в синхронное положение. Вследствие этого при нечетном передаточном числе ложный нуль (B) не устраняется.

§ 16. Схемы синхронизаторов

Переключение с точного канала на грубый осуществляется при помощи синхронизаторов, принцип действия которых легко уяснить на конкретных примерах.

В качестве первого примера рассмотрим синхронизатор с неоновой лампой. Схема такого синхронизатора представлена на фиг. 3. 17.



Фиг. 3. 17. Схема синхронизатора с неоновой лампой.

На управляющую сетку первой лампы L_1 через трансформатор Tr_1 подается напряжение ошибки точного отсчета. Напряжение ошибки грубого отсчета поступает на управляющую сетку второй лампы L_2 .

С анода лампы L_1 снимается напряжение, пропорциональное либо напряжению грубого канала, либо напряжению точного канала, и затем подается на усилитель-преобразователь.

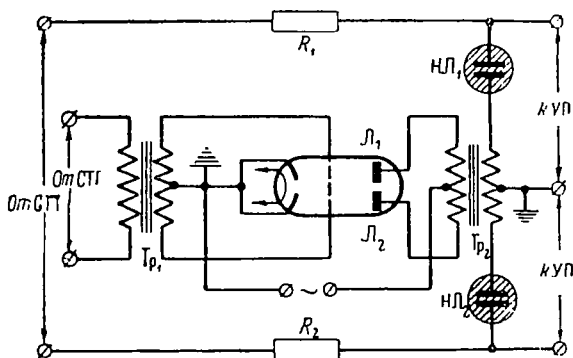
В сеточную цепь L_1 включена неоновая лампа НЛ, момент зажигания которой определяется соотношением величин напряжений точного и грубого каналов. Неоновая лампа зажигается тогда, когда разность потенциалов между точками A и B достигает напряжения зажигания. Поскольку потенциал точки B определяется только напряжением грубого канала, а потенциал точки A — только напряжением точного канала, то, естественно, лампа зажигается при определенном соотношении напряжений $u_{СТГ}$ и $u_{СТТ}$. Обычно схема регулируется так, чтобы лампа зажигалась при достижении угла рассогласования, равного θ_k , т. е. $\theta = \theta_k$.

Если $\theta < \theta_k$, то лампа НЛ не горит, и потенциал управляющей сетки L_1 определяется исключительно напряжением $u_{СТТ}$. Вследствие этого переменная составляющая в анодной цепи L_1 по своей амплитуде пропорциональна напряжению точного канала, и, следовательно, в усилитель-преобразователь через емкость C_2 поступает сигнал ошибки точного отсчета. Если $\theta > \theta_k$, то зажигается лампа НЛ и начиная с этого момента потенциал управляющей сетки L_1 определяется напряжением грубого канала, так как падение напряжения на НЛ в некоторых пределах изменения тока, протекающего через НЛ, остается постоянным, а потенциал точки B определяется только $u_{СТГ}$. На основании этого переменная составляющая в анодной цепи L_1 по своей амплитуде определяется напряжением грубого канала. В усилитель-преобразователь поступают сигналы, пропорциональные грубому отсчету, а сигналы точного отсчета загибаются.

Для правильной работы синхронизатора необходимо, чтобы напряжения точного и грубого каналов на A — B были в фазе. Так как напряжение грубого канала на управляющей сетке лампы L_2 и переменная составляющая анодного напряжения, снимаемая через емкость C_1 на сопротивление R_4 , отличаются по фазе на 180° , то необходимо напряжение точного канала, поступающее на управляющую сетку лампы L_1 , сдвинуть по фазе на 180° , что и осуществляет трансформатором Tr_1 .

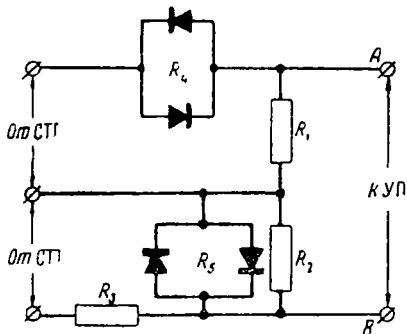
Находит применение вариант схемы синхронизатора с неоновыми лампами, изображенный на фиг. 3. 18. Согласно схеме напряжение от сельсина-трансформатора точного канала СТТ через сопротивления R_1 и R_2 подается на входные зажимы усилителя-преобразователя УП. Напряжение от сельсина-трансформатора грубого канала СТГ через трансформатор Tr_1 подается на управляющие сетки ламп L_1 и L_2 усилительного каскада. В анодную цепь этого каскада включен трансформатор Tr_2 , выходная обмотка которого через неоновые лампы НЛ₁ и НЛ₂ подключена к входным зажимам усилителя-преобразователя. Принцип работы схемы такого синхронизатора заключается в следующем. При малых углах рассогласования,

когда $\theta < \theta_k$, напряжение грубого отсчета невелико, вследствие чего выходное напряжение усилительного каскада ниже напряжения зажигания неоновых ламп, которые в этом случае не горят. При этом напряжение точного канала поступает в усилитель, а напряжение грубого канала подавляется, так как выходная цепь каскада



Фиг. 3. 18. Вариант схемы синхронизатора с неоновыми лампами.

L_1-L_2 оказывается разорванной негорящими лампами НЛ₁ и НЛ₂. В случае, когда угол рассогласования становится больше критического, т. е. $\theta > \theta_k$, выходное напряжение усилительного каскада L_1-L_2 становится равным или большим напряжения зажигания неоновых ламп. Горящие неоновые лампы подключают выходную цепь усилителя напряжения грубого канала к входным зажимам усилителя-преобразователя.



Фиг. 3. 19. Схема синхронизатора с нелинейными сопротивлениями.

В этом случае в усилитель УП поступает напряжение грубого отсчета, а напряжение точного канала оказывается подавленным.

Во многих случаях находят применение синхронизаторы с применением нелинейных сопротивлений. На фиг. 3. 19 показана схема синхронизатора, в котором в качестве нелинейных сопротивлений используются твердые выпрямители типа селеновых. Как известно, сопротивление селенового выпрямителя зависит от приложенного напряжения. При малых величинах приложенного напряжения сопротивление выпрямителя велико и по мере увеличения напряжения резко падает. Как это видно из схемы, сумма напряжений точного и грубого каналов снимается с выходных зажимов синхронизатора.

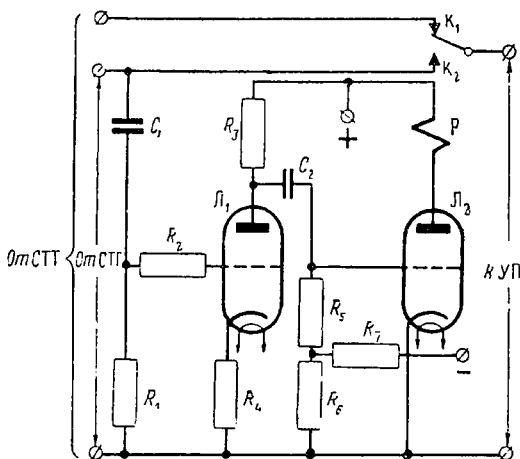
Благодаря наличию в схеме нелинейных сопротивлений R_4 и R_5 , соотношение между величинами напряжений точного и грубого отсчетов не остается постоянным при изменении угла рассогласования. Например, при малых углах рассогласования напряжение сельсина-трансформатора грубого канала СТГ мало и соответственно велико сопротивление R_4 , включенное последовательно с сопротивлением R_1 , с которого снимается напряжение $u_{ТГ}$. Соотношение сопротивлений R_1 и R_4 при этом таково, что снимаемая часть напряжения грубого канала имеет незначительную величину по сравнению с общим падением на сопротивлениях делителя.

Напряжение точного канала, поступающее на делитель, состоящий из сопротивлений R_3 и R_2 , которое шунтируется нелинейным сопротивлением R_5 , при малых углах рассогласования распределяется так, что большая его часть падает на сопротивлении R_2 , которое для этой цели выбирается большим по сравнению с R_3 . При малых углах рассогласования нелинейное сопротивление R_5 велико и поэтому не оказывает шунтирующего действия на сопротивление R_2 . Если угол рассогласования велик, то нелинейные сопротивления R_4 и R_5 резко уменьшаются по величине, так как увеличивается приложенное к ним напряжение. При этом оказывается, что большая часть напряжения сельсина-трансформатора грубого канала падает на сопротивлении R_1 , а падение напряжения по точному каналу на сопротивлении R_2 резко уменьшается, так как значительное уменьшение нелинейного сопротивления R_5 оказывает шунтирующее действие на это сопротивление.

Таким образом, в случае малых углов рассогласования с выходных зажимов $A-B$ синхронизатора снимается напряжение сельсина-трансформатора точного канала, а напряжение грубого канала забивается. В случае больших углов рассогласования с выходных зажимов $A-B$ снимается напряжение сельсина-трансформатора грубого канала, а напряжение точного канала уменьшается до величин, не имеющих большого практического значения для качественных показателей работы системы.

Таким образом, в случае малых углов рассогласования с выходных зажимов $A-B$ синхронизатора снимается напряжение сельсина-трансформатора точного канала, а напряжение грубого канала забивается. В случае больших углов рассогласования с выходных зажимов $A-B$ снимается напряжение сельсина-трансформатора грубого канала, а напряжение точного канала уменьшается до величин, не имеющих большого практического значения для качественных показателей работы системы.

На фиг. 3.20 показана схема синхронизатора с электромагнитным реле. Напряжение точного канала, как это следует из схемы, подается непосредственно на вход усилителя-преобразователя.



Фиг. 3.20. Схема синхронизатора с электромагнитным реле.

Напряжение грубого канала поступает на управляющую сетку усилителя напряжения L_1 , усиливается и затем подается на управляющую сетку выходного каскада L_2 , в анодную цепь которого включено чувствительное электромагнитное реле P . Когда угол рассогласования невелик, лампа L_2 заперта большим отрицательным смещением, вследствие чего ко входу усилителя-преобразователя через контакт K_1 подключается напряжение точного канала. В случае увеличения угла рассогласования лампа L_2 отпирается, срабатывает электромагнитное реле P и переключает контакты. Теперь ко входу усилителя-преобразователя оказывается подключенным через контакт K_2 напряжение грубого канала.

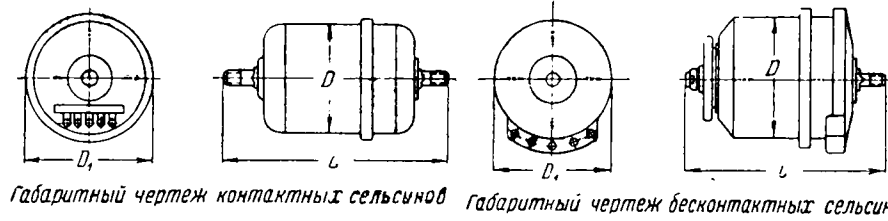
Глава II

УСИЛИТЕЛИ

Управление исполнительным элементом в следящих системах может осуществляться с помощью различных схем усилительного устройства. В качестве усилителей могут применяться электронные, тиристорные, магнитные, электромашинные усилители, а также сочетание электронных с магнитными и электромашинными и т. п. В принципиальном отношении выбор схемы усилителя для той или иной следящей системы определяется типом измерительного устройства, а также типом и мощностью исполнительного органа. Если, например, измерительный элемент работает на постоянном токе и его выходным параметром является напряжение постоянного тока, а исполнительным органом — двухфазный асинхронный двигатель, то в структуре усилительного устройства обычно предусматривается модулятор, в задачу которого входит преобразование напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока с амплитудой, пропорциональной величине входного напряжения, и фазой, определяемой полярностью входного напряжения. Применение модулятора в таких случаях вызвано необходимостью осуществить согласование входа следящей системы, представленного измерительным элементом, работающим на постоянном токе, с ее выходом, где в качестве исполнительного элемента на переменном токе используется двухфазный двигатель. В системах подобного типа модулятор ставят до усилителя напряжения, так как с помощью электронных усилителей трудно получить стабильное непосредственное усиление постоянного тока.

При измерительном элементе, работающем на переменном токе, что может быть в случае применения сельсинов, необходимость согласования входа и выхода с двухфазным двигателем и, следовательно, применение модулятора отпадают. При этом схема усилительного устройства упрощается.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ СЕЛЬСИНОВ



Характеристики сельсинов	Датчик контактный								Приемник контактный индикаторный						Датчик или трансформаторный приемник	Датчик бесконтактный		Приемник бесконтактный		Приемник бесконтактный трансформаторный	Приемник дифференциальный		Примечание	
	ДИ-150	ДИ-153	ДИ-404	ДИ-414	ДИ-423	ДИ-454	ДИ-501	ДИ-511	СС-150	СС-153	СС-404	СС-410	СС-454	СС-501		СС-405	БД-404	БД-501	БС-404		БС-501	БС-405		ЭД-101
Частота в гц	500	500	50	50	500	500	50	50	500	500	50	50	500	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	—
Номинальное напряжение сети в в	110	110	110	110	110	220	110	110	110	110	110	55	220	110	110	110	110	110	110	110	110	110	110	—
Ток возбуждения не более в а	0,29	0,29	0,42	0,65	0,5	0,315	0,7	1,0	0,19	0,19	0,42	0,75	0,315	0,45	0,13	0,45	1,35	0,45	1,35	0,09	0,32	0,55	—	
Потребляемая мощность активная в вт	4,4	4,4	13,0	20,0	20,0	11,0	15,0	18,0	2,6	2,6	13,0	13,0	11,0	13,0	7,5	15,0	29,0	15,0	29,0	2,0	13	18	—	
Потребляемая мощность реактивная в ва	31,6	31,6	44,4	68,6	51,2	68,3	75,5	108,5	20,8	20,8	44,4	39,2	68,3	47,7	12,5	47,2	145,5	47,2	145,5	9,6	42	63	—	
Потребляемая мощность кажущаяся в ва	32,0	32,0	46,2	71,5	55,0	69,2	77,0	110,0	20,9	20,9	46,2	41,3	69,2	49,5	14,3	49,5	148,5	49,5	148,5	9,9	44	66	—	
Максимальное вторичное линейное напряжение в в	47	47	49	57	47	58	57	57	47	47	49	49	58	55	53	36	39	36	38	36	38/50	50/57	Числитель—напряжение ротора, знаменатель—напряжение статора	
Максимально допустимый угол рас- согласования в град.	60	60	50	20	40	30	25	30	60	60	50	45	30	50	—	25	15	25	15	—	45	55	—	
Максимальная скорость вращения в об/мин	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	—
Удельный статический синхронизи- рующий момент в гдм/град	—	—	—	—	—	—	—	—	0,11	0,08	0,4	0,4	0,3	2,0	—	—	—	0,4	3,5	—	0,2	1,7	—	
Максимальный статический синхро- низирующий момент в гдм	—	—	—	—	—	—	—	—	13	16	22	22	16	180	—	—	—	24	180	—	16	125	—	
Статический момент трения с воз- буждением/без возбуждения в гдм	1/1	1/1	1,5/1	3/1,5	3/1,5	1/1	5/5	5/5	0,35/0,35	0,35/0,35	0,75/0,9	0,75/0,9	0,8/0,75	2,2/2,2	3/1,5	2/0,75	5/1,5	2/0,75	3,5/5	1,5/0,75	0,75/0,9	2,2/—	—	
Момент инерции ротора в гсм сек ²	0,028	0,028	0,11	0,17	0,17	0,10	1,3	2,2	0,016	0,016	0,11	0,11	0,71	1,3	0,11	0,103	1,82	0,103	1,82	0,103	0,11	1,54	—	
Сопротивление двух фаз в ом	7,5	7,5	97	28	—	—	10,0	5,0	19,4	19,4	97	97	—	8,0	102	38,4	4	38,4	4	—	42/50	15,6/16	Числитель—ста- тор, знамена- тель—ротор	
Сопротивление обмотки возбужде- ния в ом	13	13	52	21	—	—	16,2	8,8	28,0	28,0	52	13	—	25,2	377	52	9	52	9	—	—	—	—	
Максимально допустимое количество приемников, параллельно подклю- ченных на один датчик:																								
ДИ-150	—	—	—	—	—	—	—	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
ДИ-153	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
ДИ-414	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6	—	—	—	2	—	—	—	—	—	1	—	—	
ДИ-423	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
ДИ-454	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
ДИ-501	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	8	—	—	4	3	—	—	—	—	—	2	2	—	
ДИ-511	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	16	—	—	8	4	—	—	—	—	—	4	4	—	
СС-405	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1	—	—	—	—	—	—	—	—	
БД-404	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4	—	—	—	—	—	
БД-501	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	16	8	—	—	—	—	
Габаритные данные сельсинов в мм:																								
L	78	78	119	149	149	119	150	167	73	75	119	119	119	150	119	119	150	119	150	119	119	150	—	
D	42	42	62	62	62	62	100	100	42	42	62	62	62	100	62	62	100	62	110	62	62	100	—	
D ₁	52	52	67	67	67	67	110	110	52	52	67	67	67	110	67	67	110	67	110	67	67	110	—	
Вес в кг	0,28	0,28	0,8	1,2	1,2	0,8	3,4	3,8	0,19	0,19	0,8	0,8	0,8	2,8	0,8	1,2	3,7	1,2	4,0	1,25	0,8	2,6	—	

В усилителях, предназначенных для управления двигателем постоянного или переменного тока, оконечной ступенью, как правило, является усилитель мощности. В маломощных системах усилитель мощности может быть электронным и собранным по одноконтурной схеме. Для получения относительно большой мощности используют двухконтурную схему, а в ряде случаев применяют магнитные усилители, у которых коэффициент полезного действия больше, чем у ламповых усилителей мощности. В силовых следящих системах в качестве усилителя мощности часто используют электромашинные усилители.

Применение электронного усилителя напряжения переменного тока и магнитного усилителя мощности, или электромашинного усилителя, делает необходимым применение фазового дискриминатора или демодулятора, который является промежуточной ступенью между усилителем напряжения и усилителем мощности. В задачу фазового дискриминатора входит преобразование напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, необходимое для питания обмоток управления магнитного или электромашинного усилителя. Преобразование напряжения с помощью фазового дискриминатора следует вести так, чтобы величина выходного напряжения постоянного тока была пропорциональна величине амплитуды входного напряжения переменного тока, а полярность определялась фазой.

В усилителях с одноконтурным входом и двухконтурным усилителем мощности, а также в электрических счетно-решающих схемах часто применяют фазоинверсные каскады, в задачу которых входит получение двух одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе напряжений, необходимых для питания цепей управляющих сеток усилителя мощности.

Таким образом, в задачу усилительного устройства, предназначенного для управления исполнительным органом, входит не только усиление сигнала измерительного элемента, но и его преобразование. В общем случае усилительное устройство может содержать следующие типовые ступени: усилитель напряжения, усилитель мощности, фазоинвертор, модулятор, фазовый дискриминатор.

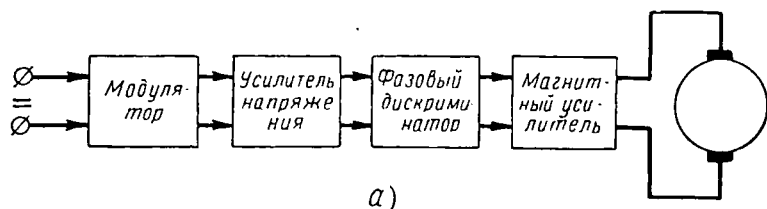
На фиг. 3.21 приведены различные варианты структурных схем усилительных устройств, предназначенных для управления исполнительным органом следящих систем.

А. ЭЛЕКТРОННЫЕ И ТИРАТРОННЫЕ УПРАВЛЯЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

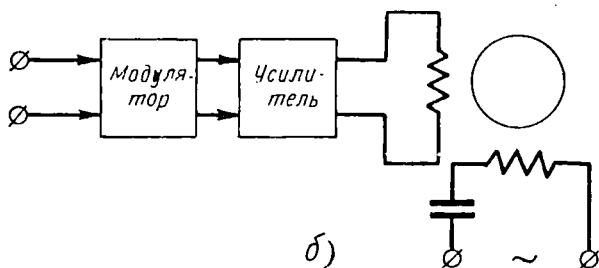
§ 17. Модуляторы

Модулятором называется устройство, которое преобразует сигнал постоянного тока в напряжение переменного тока с амплитудой, пропорциональной величине входного напряжения, и фазой, определяемой полярностью входного напряжения.

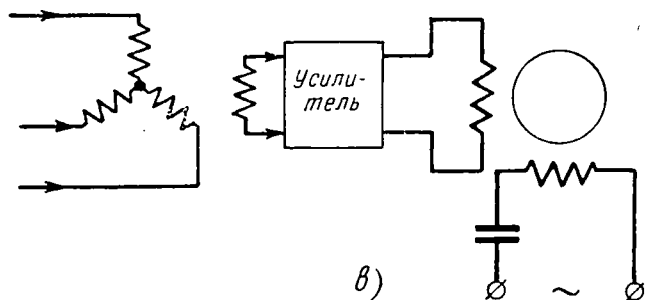
Модуляторы могут иметь различные схемы, которые можно было бы разделить на отдельные группы в зависимости от принци-



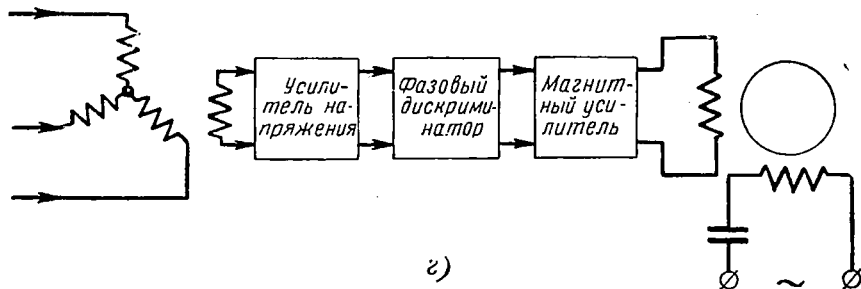
а)



б)



в)

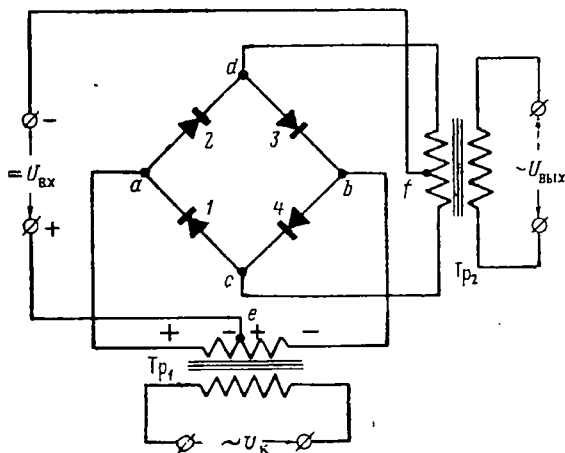


з)

Фиг. 3.21. Структурные схемы усилительных устройств.

па действия и типа применяемых элементов. Например, по принципу действия различают модуляторы коммутационные и балансные. В первых модуляция сигнала осуществляется коммутатором вспомогательного устройства вибрационного типа или при помощи выпрямителей. В балансных модуляторах заложен принцип нарушения баланса схемы при подаче на вход постоянного напряжения.

В зависимости от типа применяемых элементов модуляторы могут быть электромеханические, основанные на применении раз-



Фиг. 3. 22. Кольцевой модулятор.

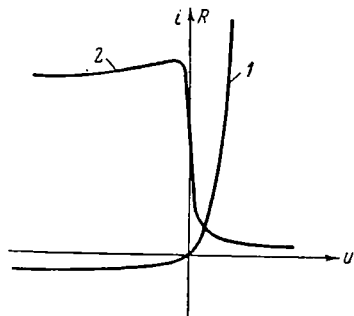
личного рода вибрационных реле; выпрямительные, основанные на применении купроксных или селеновых выпрямителей; электронные с применением электронных ламп; магнитные, основанные на использовании магнитных усилителей.

Работу модулятора, собранного по той или иной схеме, обычно характеризуют зависимостью напряжения переменного тока на выходе от напряжения постоянного тока на входе; стабильностью нуля на выходе, определяемой изменением напряжения на выходе при нулевом входном напряжении вследствие изменения величины коммутирующего напряжения, изменения температуры и т. п.; симметричностью выходного напряжения по отношению к положительной и отрицательной полярности входного напряжения; наличием высших гармоник в выходном напряжении; наличием постоянной времени.

Кольцевой модулятор. На фиг. 3. 22 показана схема кольцевого модулятора, который по принципу действия можно отнести к группе коммутационных, а по роду применяемых элементов — к группе модуляторов, основанных на применении твердых выпрямителей.

Действие схем основано на изменении сопротивления выпрямительных элементов в зависимости от величины приложенного к элементу напряжения.

На фиг. 3.23 показана вольтамперная характеристика выпрямительного элемента (кривая 1), и там же приводится зависимость сопротивления этого элемента от величины приложенного напряжения (кривая 2). Для качественной оценки процессов, протекающих в выпрямительном элементе, можно считать, что характер изменения сопротивления при изменении приложенного напряжения определяется графиком фиг. 3.24.



Фиг. 3.23. Характеристики выпрямительного элемента.

Предположим, что в рассматриваемый момент времени на вторичной обмотке коммутирующего трансформатора Tr_1 действует напряжение положительного полупериода, при котором потенциал точки a является положительным по сравнению с потенциалом точки b . Кроме того, будем считать, что входное напряжение $u_{вх}$ постоянного тока имеет полярность, указанную на схеме фиг. 3.22.

Из графика фиг. 3.24 видно, что режим работы выпрямителя определяется величиной и знаком приложенного напряжения. Так как коммутирующее напряжение значительно больше входного, то, очевидно, режим работы выпрямителей 1, 2, 3, 4 (фиг. 3.25) кольцевого модулятора будет определяться напряжением $u_{к}$.

Имея это в виду, можно утверждать, что в положительный полупериод коммутирующего напряжения выпрямители 2 и 3 работают в режиме, при котором их сопротивление очень мало, а выпрямители 1 и 4 — в режиме, когда их сопротивление очень велико.

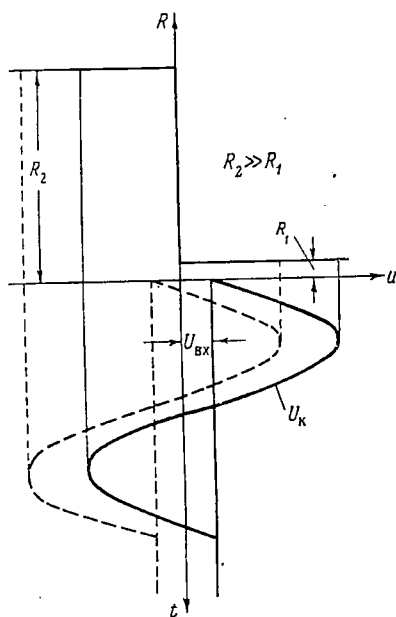
Следовательно, для положительного полупериода схема кольцевого модулятора может быть заменена эквивалентной схемой, изображенной на фиг. 3.25, а. Схема состоит из двух контуров, один из которых включает в себя источник входного напряжения, половину вторичной обмотки коммутирующего трансформатора, выпрямитель 2 и половину первичной обмотки выходного трансформатора, а другой — источник входного напряжения, вторую половину вторичной обмотки коммутирующего трансформатора, выпрямитель 3 и ту же половину первичной обмотки выходного трансформатора.

По первичной обмотке выходного трансформатора Tr_2 протекает некоторый ток, имеющий три составляющих. Первая составляющая тока, обусловленная коммутирующим напряжением, действующим в контуре $e, a, 2, d, f$, имеет направление от d к f ; вторая составляющая, обусловленная коммутирующим напряжением в контуре $e, b, 3, d, f$, имеет противоположное направление от f к d . Третья составляющая обусловлена источником входного напряжения и протекает в направлении от d к f . Если схема кольцевого модулятора симметрична, т. е. имеет равные сопротивления в плечах, то, очевидно, составляющие тока в первичной обмотке выходного трансформатора, обусловленные коммутирующим напряжением, равны по величине и противоположны по знаку и, следовательно, взаимно компенсируются. Ввиду этого результирующий ток в первичной обмотке трансформатора Tr_2 определяется только величиной входного напряжения и не зависит от коммутирующего напряжения.

В следующий полупериод коммутирующего напряжения, который мы будем называть отрицательным, знаки на вторичной обмотке трансформатора Tr_1 изменятся на противоположные. При этом режим работы выпрямителей кольцевого модулятора изменится. Теперь выпрямители 2 и 3 работают в режиме, когда их сопротивление очень велико, а выпрямители 1 и 4 — в режиме, когда их сопротивление очень мало. Соответственно изменится и эквивалентная схема, показанная на фиг. 3.25, б. По-прежнему составляющие тока в первичной обмотке трансформатора Tr_2 , обусловленные коммутирующим напряжением, компенсируются, а результирующий ток определяется только величиной входного напряжения, если схема симметрична. В отличие от схемы фиг. 3.25, а в последнем случае результирующий ток имеет противоположное направление.

Таким образом, ток и напряжение на первичной обмотке выходного трансформатора по величине определяются входным напряжением, являются переменными с прямоугольной формой волны и частотой, определяемой источником коммутирующего напряжения.

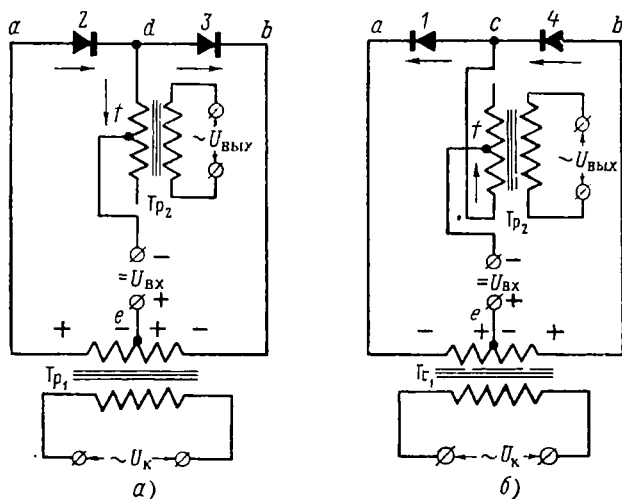
Изменение полярности входного сигнала, как это видно из эквивалентных схем, изменяет лишь направления протекания результи-



Фиг. 3.24. Изменение сопротивления выпрямительного элемента при изменении режима работы кольцевого модулятора.

рующего тока в первичной обмотке трансформатора Tr_2 в положительный и отрицательный полупериоды коммутирующего напряжения на противоположные.

Следовательно, изменение полярности входного напряжения постоянного тока изменяет фазу выходного напряжения переменного тока на 180° . Графики изменения напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора показаны на фиг. 3. 26.



Фиг. 3. 25.

a—эквивалентная схема кольцевого модулятора в положительный полупериод коммутирующего напряжения, *б*—эквивалентная схема кольцевого модулятора в отрицательный полупериод коммутирующего напряжения.

Кольцевой модулятор, собранный по схеме фиг. 3. 22, может быть выполнен по более простой схеме, если допускается электрическая связь между напряжениями входа и выхода. В этом случае необходимость включения в схему трансформаторов Tr_1 и Tr_2 отпадает, и тогда схема модулятора принимает вид фиг. 3. 27. В отличие от предыдущего варианта модулятор без выходного трансформатора имеет меньшую крутизну выходного напряжения и работает с ослаблением сигнала.

Для того чтобы модулятор был симметричен, а также для придания его характеристикам большей стабильности в плечи моста включают дополнительные сопротивления так, как это показано на фиг. 3. 27.

Балансный модулятор на электронных лампах. На фиг. 3. 28 приведена схема балансного двухполупериодного модулятора на триодах.

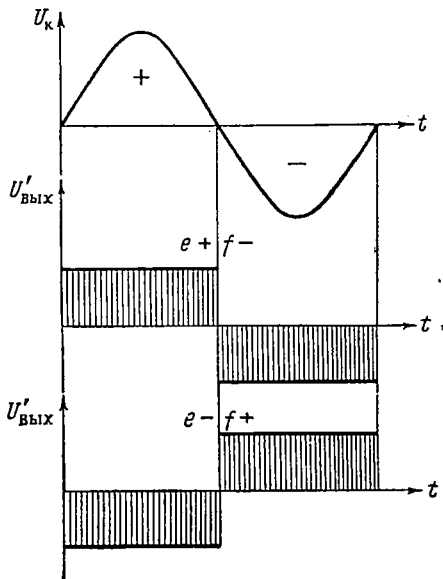
Принцип действия балансных модуляторов основан на нарушении баланса схемы в случае подачи на ее вход сигнала постоянного тока. Схемы балансных модуляторов могут быть построены не

только на триодах, но и на тетрадах и пентодах. Модуляторы этого типа достаточно широко используются тогда, когда нет необходимости получать высокую стабильность характеристик, но целесообразно некоторое усиление сигнала, а также необходимо иметь высокое входное сопротивление.

Балансный двухполупериодный модулятор фиг. 3.28 состоит из четырех электронных ламп L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , анодные цепи которых питаются напряжением переменного тока через трансформатор Tr_1 . При отсутствии сигнала постоянного тока на входе в положительный и отрицательный полупериоды напряжения несущей частоты на вторичных обмотках трансформатора Tr_1 анодный ток в лампах L_1 , L_3 и L_2 , L_4 один и тот же, вследствие чего выходное напряжение, снимаемое с сопротивлений R_8 , R_9 , R_{10} , равно нулю. Действительно, в положительный полупериод, который соответствует знакам на фиг. 3.28, работают лампы L_2 и L_4 , а лампы L_1 и L_3 заперты. Так как схема предполагается симметричной, то анодные токи ламп L_2 и L_4 равны по величине и, протекая по сопротивлениям, нагрузки R_8 , R_9 , R_{10} , создают падения напряжения, которые соответствуют равным потенциалам средних точек вторичных обмоток трансформатора Tr_1 относительно земли. Очевидно, разность потенциалов между средними точками будет равна нулю.

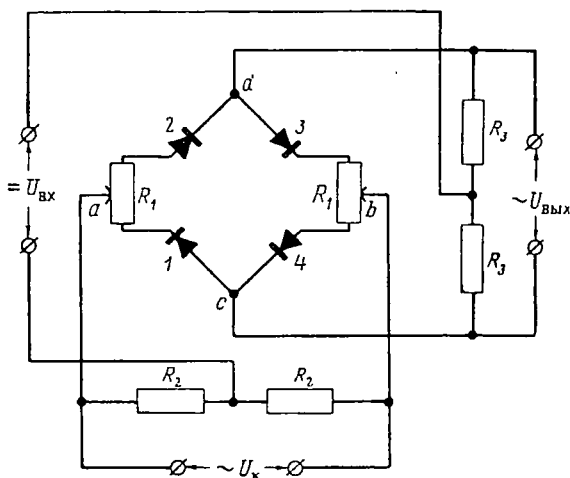
В отрицательный полупериод знаки на вторичных обмотках Tr_1 меняются на противоположные. При этом лампы L_1 и L_3 начнут проводить, а лампы L_2 и L_4 окажутся запертыми. Вследствие симметрии схемы и в этот полупериод разность потенциалов между средними точками равна нулю.

Предположим, что на входе действует сигнал постоянного тока с полярностью, соответствующей знакам на схеме фиг. 3.28. В этом случае баланс схемы нарушается. В положительный полупериод напряжения несущей частоты анодный ток в лампе L_2 меньше анодного тока лампы L_4 , так как управляющая сетка L_2 имеет отрицательный потенциал относительно управляющей сетки L_4 . Это иллюстрируется кривыми 3 и 4 на графике фиг. 3.29. Разные токи соответствуют разным потенциалам средних точек вторичных обмоток.



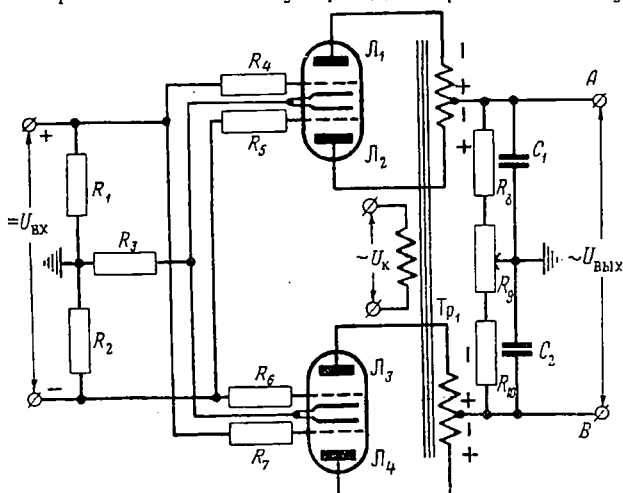
Фиг. 3.26. Графики изменения коммутирующего напряжения и напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора.

Потенциал средней точки A относительно земли более высок по сравнению с потенциалом средней точки B . Вследствие этого выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, определяемое разностью потенциалов между



Фиг. 3. 27. Кольцевой модулятор.

точками A и B , не равно нулю, что и показано на графике фиг. 3. 29 кривой 5. В отрицательный полупериод напряжения несущей частоты



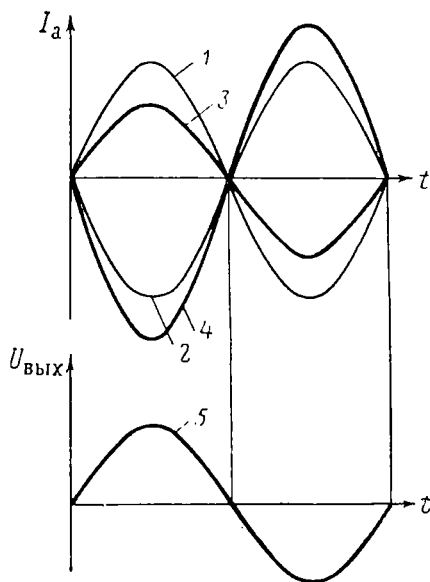
Фиг. 3. 28. Балансный двухполупериодный модулятор на триодах.

работают лампы Λ_1 и Λ_3 , у которых управляющие сетки находятся под разными потенциалами относительно земли. Управляющая сетка Λ_1 более положительна по сравнению с управляющей

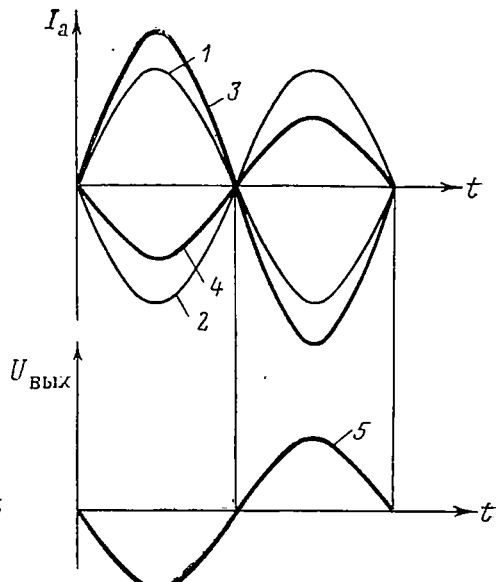
сеткой L_3 . Следовательно, анодный ток L_1 больше анодного тока L_3 . Это соответствует более высокому потенциалу средней точки B и, очевидно, другому знаку полуволны выходного напряжения.

Таким образом, напряжению постоянного тока на входе соответствует напряжение переменного тока на выходе. Частота выходного напряжения равна частоте напряжения источника питания, а амплитуда зависит от величины входного напряжения.

Если изменить полярность входного сигнала, то процессы, протекающие в лампах, в принципиальном отношении не изменятся,



Фиг. 3. 29. График изменения тока в лампах и выходного напряжения.



Фиг. 3. 30. График изменения тока в лампах и выходного напряжения при изменении полярности входного сигнала.

но будут отличаться от предыдущего случая тем, что в положительный полупериод напряжения несущей частоты ток в лампе L_2 больше тока в лампе L_4 , и, следовательно, потенциал точки B более высок по сравнению с потенциалом точки A , а в отрицательный полупериод в отличие от предыдущего случая наибольший ток будет в лампе L_3 , и более высокий потенциал будет соответствовать точке A . Графики, соответствующие измененной полярности входного сигнала, показаны на фиг. 3. 30.

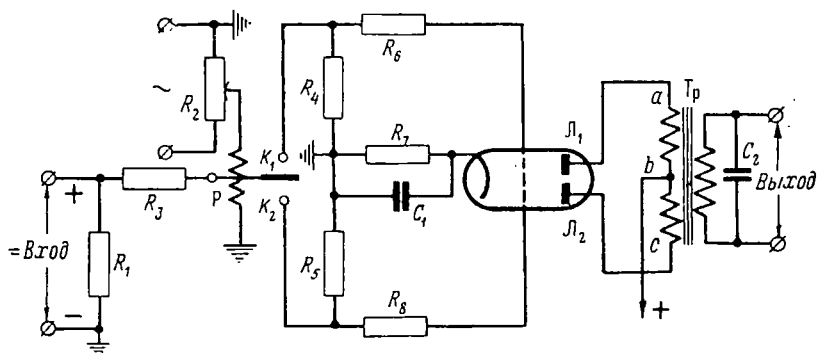
Таким образом, фаза выходного напряжения переменного тока определяется полярностью входного сигнала постоянного тока.

В рассматриваемой схеме двухполупериодного модулятора линейность характеристики, представляющей зависимость амплитуды выходного напряжения от величины входного, определяется режи-

мом работы ламп и положением рабочей точки на анодно-сеточных характеристиках триодов.

Величина несбалансированного напряжения на выходе при нулевом напряжении на входе, характеризующая стабильность нуля модулятора, может быть сведена до минимума путем правильной установки движка балансировочного потенциометра R_9 . Смена ламп в модуляторе ввиду разброса их параметров обычно вызывает некоторый разбаланс, который будет тем меньше, чем больше величина нагрузочных сопротивлений R_8, R_9, R_{10} .

Двухполупериодный модулятор по сравнению с однополупериодным дает меньшие искажения формы волны выходного напряжения. Искажения могут быть уменьшены включением конденсаторов C_1 и C_2 , выполняющих роль фильтра.



Фиг. 3.31. Схема электромеханического модулятора.

Электромеханический модулятор. Примером электромеханического преобразователя напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока может служить модулятор, изображенный на фиг. 3.31. Модулятор состоит из электромеханического коммутатора P , который питается от источника переменного тока, и усилителя напряжения на триодах Λ_1 и Λ_2 . Контакты K_1 и K_2 коммутатора периодически замыкаются, благодаря чему к управляющим сеткам триодов Λ_1 и Λ_2 поочередно подводится напряжение постоянного тока, снимаемое с выходных зажимов сопротивления R_1 . Предположим, что периодом колебаний коммутатора является время $T = t_1 + t_2$. В течение времени t_1 замкнут контакт K_1 , а во вторую часть периода t_2 — контакт K_2 . Следовательно, в интервале времени t_1 управляющая сетка лампы Λ_1 имеет потенциал, определяемый напряжением смещения ($R_7; C_1$) и падением напряжения на сопротивлении R_4 , которое в этом случае оказывается подключенным к источнику входного сигнала через контакт K_1 и сопротивление R_3 .

В этом же интервале времени потенциал управляющей сетки лампы Λ_2 определяется только напряжением смещения, так как контакт

K_2 разомкнут, и сопротивление R_3 отключено от источника входного сигнала. В зависимости от полярности напряжения входа потенциал сетки L_1 может быть либо выше, либо ниже потенциала сетки L_2 . Для полярности входного сигнала, показанной на фиг. 3.31, управляющая сетка L_1 имеет более положительный потенциал по сравнению с управляющей сеткой L_2 . Поэтому анодный ток I_{a1} в лампе L_1 больше анодного тока I_{a2} в лампе L_2 . В последующую часть периода, т. е. в течение времени t_2 , когда замкнут контакт K_2 , анодный ток I_{a1} станет меньше анодного тока I_{a2} (графики *a* и *б* на фиг. 3.32).

Таким образом, анодные токи I_{a1} и I_{a2} являются пульсирующими и имеют постоянную и переменную составляющие. Постоянные составляющие ввиду симметрии схемы равны по величине и, протекая по первичным обмоткам *ab* и *bc* выходного трансформатора Tr , создают встречно направленные поля, которые благодаря этому взаимно компенсируются. Переменные составляющие анодных токов создают магнитное поле, изменяющееся в соответствии с графиком *в* на фиг. 3.32.

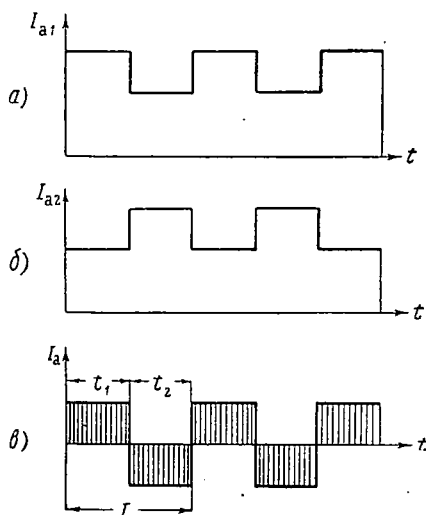
Изменение полярности входного напряжения изменяет фазу переменной составляющей на обмотке *abc* на 180° , что в свою очередь изменяет фазу выходного напряжения также на 180° .

§ 18. Фазовые дискриминаторы

Фазовый дискриминатор выполняет функции, обратные тем, которые выполняются модулятором. От фазового дискриминатора требуется такое преобразование модулированного напряжения переменного тока, при котором получающийся на выходе сигнал постоянного тока должен быть пропорционален по величине входному сигналу, а по полярности должен определяться фазой модулированного входного напряжения переменного тока.

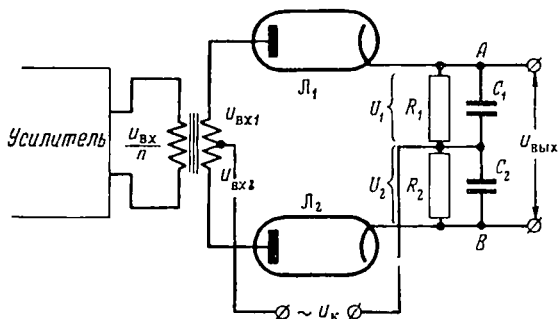
Фазовый дискриминатор, основанный на сложении и на пря ж е н и й. На фиг. 3.33 показан фазовый дискриминатор, собранный на выпрямительных элементах (в данном случае на диодах) по мостовой схеме.

Принцип работы такого дискриминатора основан на сложении и вычитании напряжения сигнала ошибки $u_{вх}$ и коммутирующего (опорного) напряжения $u_{к}$.



Фиг. 3.32. График изменения анодного тока в лампах электромеханического модулятора.

При отсутствии напряжения на выходе усилителя к выпрямительным элементам L_1 и L_2 прикладывается только коммутирующее напряжение. В положительный полупериод этого напряжения, когда аноды L_1 и L_2 имеют положительный потенциал по отношению к катодам, через выпрямительные элементы протекают равные по величине токи (в случае симметрии схемы), создающие равные падения напряжений на нагрузочных сопротивлениях R_1 и R_2 . Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ дискриминатора, определяемое как разность потенциалов между точками A и B , очевидно, в этом случае будет равно нулю.



Фиг. 3.33. Схема фазового дискриминатора, основанного на сложении напряжений.

Если выходное напряжение усилителя отлично от нуля, что может быть при наличии рассогласования в следящей системе, то к одному из выпрямительных элементов прикладывается напряжение, большее по величине, а ко второму — меньшее, потому что в первом случае коммутирующее напряжение и напряжение сигнала ошибки действуют согласно, а во втором случае — встречно. Это приводит к тому, что анодные токи в выпрямительных элементах перестают быть равными по величине. Следовательно, падение напряжения на сопротивлении R_1 отлично от падения напряжения на сопротивлении R_2 , и между точками A и B появляется разность потенциалов в виде напряжения $u_{\text{вых}}$, величина которого пропорциональна амплитуде напряжения сигнала ошибки, а полярность зависит от фазы этого напряжения.

Предположим, что коммутирующее напряжение является синусоидальным и изменяется по закону $U_R \sin \omega t$, а напряжение сигнала ошибки в верхней половине вторичной обмотки входного трансформатора также синусоидально, но сдвинуто по фазе относительно коммутирующего на величину φ , т. е.

$$u_{\text{вх1}} = U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi).$$

Тогда напряжение сигнала ошибки в нижней половине вторичной обмотки входного трансформатора будет отличаться по фазе

относительно коммутирующего напряжения на величину $\varphi + 180^\circ$, т. е.

$$u_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi + 180^\circ).$$

Так как падение напряжения на выпрямительных элементах \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 мало по сравнению с падением напряжения U_1 и U_2 на сопротивлениях нагрузки R_1 и R_2 , то можно считать справедливыми уравнения

$$U_1 = U_{\text{к}} \sin \omega t + U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi);$$

$$U_2 = U_{\text{к}} \sin \omega t + U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi + 180^\circ)$$

или

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{\text{к}} \sin \omega t + U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi); \\ U_2 &= U_{\text{к}} \sin \omega t - U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (3.79)$$

которые после элементарных преобразований приводятся к виду

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \sqrt{(U_{\text{к}} + U_{\text{вх}} \cos \varphi)^2 + U_{\text{вх}}^2 \sin^2 \varphi} \sin(\omega t + \psi_1); \\ U_2 &= \sqrt{(U_{\text{к}} - U_{\text{вх}} \cos \varphi)^2 + U_{\text{вх}}^2 \sin^2 \varphi} \sin(\omega t - \psi_2), \end{aligned} \right\} \quad (3.80)$$

где

$$\psi_1 = \arctg \frac{U_{\text{вх}} \sin \varphi}{U_{\text{к}} + U_{\text{вх}} \cos \varphi};$$

$$\psi_2 = \arctg \frac{U_{\text{вх}} \sin \varphi}{U_{\text{к}} - U_{\text{вх}} \cos \varphi}.$$

Если входное напряжение совпадает по фазе с коммутирующим напряжением и $\varphi = 0$, то фазы ψ_1 и ψ_2 также равны нулю и, следовательно,

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (U_{\text{к}} + U_{\text{вх}}) \sin \omega t; \\ U_2 &= (U_{\text{к}} - U_{\text{вх}}) \sin \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (3.81)$$

На основании выражений (3.81) можно найти выходное напряжение как разность потенциалов между точками A и B путем составления разности

$$u_{\text{вых}} = U_1 - U_2 = 2U_{\text{вх}} \sin \omega t. \quad (3.82)$$

Уравнение (3.82) соответствует положительному полупериоду коммутирующего напряжения в схеме фазового дискриминатора, у которого отсутствуют конденсаторы C_1 и C_2 . При наличии конденсаторов ток в сопротивлениях R_1 и R_2 будет протекать не только в положительный полупериод приложенных к выпрямительным элементам \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 напряжений, но и в отрицательный полупериод за счет разряда конденсаторов C_1 и C_2 на сопротивления R_1 и R_2 , что увели-

чивает постоянную составляющую выпрямленного напряжения. При достаточно большой постоянной времени R_1C_1 и R_2C_2 можно считать

$$u_{\text{вых}} \approx 2U_{\text{вх}}.$$

В случае, когда входное напряжение изменяет свою фазу на 180° , т. е. $\varphi = 180^\circ$, получим

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (U_{\text{к}} - U_{\text{вх}}) \sin \omega t; \\ U_2 &= (U_{\text{к}} + U_{\text{вх}}) \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (3.83)$$

или

$$U_{\text{вых}} = U_1 - U_2 = -2U_{\text{вх}} \sin \omega t, \quad (3.84)$$

что соответствует изменению полярности выходного напряжения на противоположную.

Следует заметить, что в практических условиях строгого совпадения фаз выходного напряжения усилителя и коммутирующего напряжения нет, и фазовый дискриминатор всегда работает при фазовом сдвиге φ , отличном от нуля. Поэтому представляет интерес оценить качественные показатели прохождения модулированного сигнала переменного тока через фазовый дискриминатор при $\varphi \neq 0$. Сдвинутый по фазе относительно коммутирующего напряжения входной сигнал всегда можно разложить на две составляющих, одна из которых имеет такую же фазу, что и коммутирующее напряжение, а вторая — имеет фазу, отличную от первой на $\pi/2$. Прохождение первой составляющей было только что рассмотрено, а прохождение второй легко выяснить, если в уравнениях (3.80) положить $\varphi = \pi/2$. В этом случае уравнения (3.80) переписутся в виде

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \sqrt{U_{\text{к}}^2 + U_{\text{вх}}^2} \sin(\omega t + \psi); \\ U_2 &= \sqrt{U_{\text{к}}^2 + U_{\text{вх}}^2} \sin(\omega t - \psi), \end{aligned} \right\} \quad (3.85)$$

где

$$\psi = \arctg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{к}}}.$$

Полученные выражения (3.85) говорят о том, что выходной сигнал усилителя, сдвинутый по фазе на $\pi/2$ относительно коммутирующего напряжения, не преобразуется фазовым дискриминатором в постоянное напряжение. В выходном напряжении дискриминатора при этом присутствуют переменные составляющие, которые в процессе преобразования взаимно не компенсируются и будут тем меньше по амплитуде, чем больше амплитуда коммутирующего напряжения относительно амплитуды напряжения сигнала ошибки.

Таким образом, фазовый дискриминатор не является чувствительным к сигналам ошибки, которые сдвинуты по фазе на $\pi/2$, и

вследствие этого может быть применен в качестве устройства, разделяющего сигналы.

Примененный в схеме фиг. 3.33 фильтр, состоящий из активных сопротивлений R_1 и R_2 и конденсаторов C_1 и C_2 , предназначен для уменьшения пульсаций выходного напряжения. Однако постоянная времени фильтра не должна быть большой, чтобы не вводить большого запаздывания.

Фазовый дискриминатор с усилительными лампами. В схеме фазового дискриминатора на фиг. 3.33 в качестве выпрямительных элементов могут быть применены и усилительные лампы, например триоды. В этом случае фазовый дискриминатор осуществляет не только преобразование сигнала, но и одновременно его усиление. На фиг. 3.34 приведена схема фазового дискриминатора на триодах. На управляющие сетки триодов L_1 и L_2 подается двухтактный модулированный сигнал переменного тока. Аноды ламп питаются переменным напряжением, которое подключается к схеме с тем расчетом, чтобы триоды L_1 и L_2 одновременно либо проводили, либо были заперты.

В положительный полупериод питающего (опорного) напряжения оба триода проводят, но анодные токи их различны по величине. В триоде, в котором напряжение на управляющей сетке совпадает по фазе с напряжением питания, анодный ток больше по сравнению с анодным током триода, в котором указанные напряжения находятся в противофазе. Соответственно на одном из сопротивлений анодной нагрузки R_a падение напряжения будет больше, а на другом меньше. Это приводит к образованию выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ постоянного тока, величина которого будет зависеть от амплитуды входного сигнала, а полярность — от его фазы.

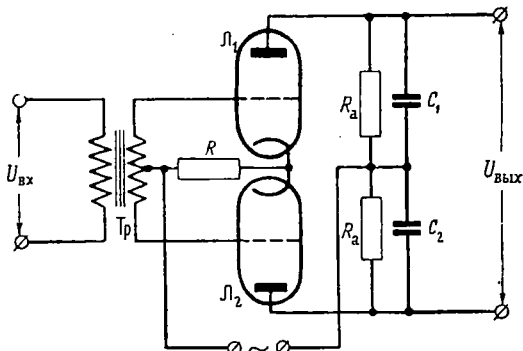
В отрицательный полупериод питающего напряжения триоды заперты, анодные токи равны нулю и, следовательно, равно нулю выходное напряжение.

Предположим, что в триоде L_1 напряжение на сетке определяется величиной

$$u_{g1} = U_g \sin(\omega t + \varphi).$$

Тогда на сетке триода L_2 будет действовать напряжение

$$u_{g2} = U_g \sin(\omega t + \varphi + 180^\circ) = -U_g \sin(\omega t + \varphi).$$



Фиг. 3.34. Схема фазового дискриминатора на триодах.

Если принять, что характеристики трехэлектродной лампы прямолинейны и описываются уравнением

$$I_a = S(u_g + Du_a), \quad (3.86)$$

где I_a — анодный ток лампы;
 u_a — анодное напряжение;
 u_g — напряжение на сетке;
 S — статическая крутизна лампы;
 D — проницаемость лампы,

и напряжение сети изменяется по закону $u_k = U_k \sin \omega t$, то, пренебрегая падением напряжения на сопротивлении R и имея в виду, что анодное напряжение с учетом падения напряжения на сопротивлении нагрузки равно $u_a = u_k - I_a R_a$, можно показать, что выходное напряжение фазового дискриминатора, равное разности $I_{a1} R_a - I_{a2} R_a$, определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_a}{R_a + R_i} \left[\sqrt{(U_k + \mu U_g \cos \varphi)^2 + (\mu U_g \sin \varphi)^2} \sin(\omega t + \psi_1) - \sqrt{(U_k - \mu U_g \cos \varphi)^2 + (\mu U_g \sin \varphi)^2} \sin(\omega t - \psi_2) \right], \quad (3.87)$$

где

$$\psi_1 = \arctg \frac{\mu U_g \sin \varphi}{U_k + \mu U_g \cos \varphi};$$

$$\psi_2 = \arctg \frac{\mu U_g \sin \varphi}{U_k - \mu U_g \cos \varphi};$$

μ — коэффициент усиления лампы;
 R_i — внутреннее сопротивление лампы;
 U_g — амплитуда напряжения на сетке.

Выражение (3.87) определяет выходное напряжение фазового дискриминатора в течение действия положительной полуволны сетевого напряжения. В отрицательный полупериод оно не имеет места, так как анодные токи и выходное напряжение равны нулю.

При отсутствии фазового сдвига между напряжением сигнала ошибки на управляющей сетке лампы и напряжением сети, т. е. при $\varphi = 0$, уравнение (3.87) упрощается и приводится к виду

$$U_{\text{вых}} = \frac{2\mu R_a}{R_a + R_i} U_g \sin \omega t. \quad (3.88)$$

В случае изменения фазы входного напряжения на 180° , т. е. при $\varphi = 180^\circ$, имеем

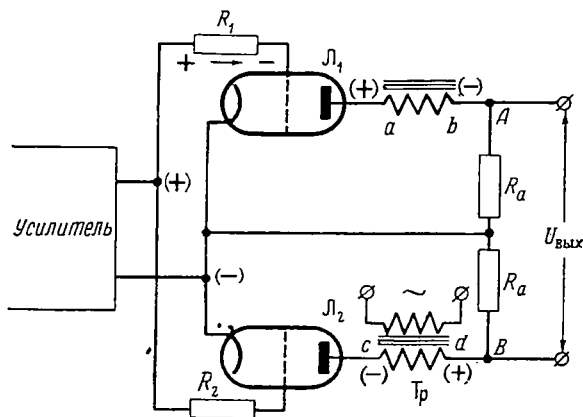
$$U_{\text{вых}} = - \frac{2\mu R_a}{R_a + R_i} U_g \sin \omega t. \quad (3.89)$$

Формулы (3.88) и (3.89) показывают, что выходное напряжение постоянного тока изменяет свою полярность при опрокидывании

фазы входного сигнала. Формулы (3.88) и (3.89) показывают также, что одновременно с преобразованием сигнала осуществляется его усиление.

Как и в предыдущем случае при $\varphi = \pi/2$, на выходе схемы не получается постоянного напряжения, переменные составляющие взаимно не компенсируются, и фазовый дискриминатор оказывается не восприимчивым к напряжениям сигнала ошибки, сдвинутому по фазе на $\pi/2$ относительно напряжения сети.

Выше упоминалось, что фазовый дискриминатор может работать на последующий магнитный усилитель мощности. Поэтому в каче-



Фиг. 3.35. Вариант схемы фазового дискриминатора.

стве нагрузки для фазового дискриминатора фиг. 3.34 могут служить управляющие обмотки магнитного усилителя.

Одним из вариантов фазового дискриминатора на усилительных лампах может служить схема, показанная на фиг. 3.35, где напряжения на управляющие сетки подаются в фазе, а анодные напряжения находятся в противофазе. Когда проводит лампа \mathcal{L}_1 , лампа \mathcal{L}_2 заперта. Если при этом фаза напряжения на управляющих сетках, соединенных параллельно, совпадает с фазой сетевого напряжения на аноде \mathcal{L}_1 (обмотка $a-b$), то анодный ток в триоде \mathcal{L}_1 (его постоянная составляющая) будет больше анодного тока в триоде \mathcal{L}_2 , так как анодное напряжение на последнем находится в противофазе с напряжением на сетке. Постоянные составляющие анодных токов в случае не равного нулю сигнала ошибки не только различаются по величине, но и противоположно направлены. Вследствие этого между точками A и B будет существовать разность потенциалов, образующая выходное напряжение, полярность которого будет меняться на противоположную всякий раз при изменении фазы входного напряжения на 180° .

В схеме фиг. 3.35 в цепи управляющих сеток включены сопротивления R_1 и R_2 , которые служат для ограничения сеточного тока. Если на сетках действует положительная полуволна напряжения сигнала ошибки, то в цепи сетки протекает ток, направление которого на схеме фиг. 3.35 около сопротивления R_1 показано стрелкой. Сеточный ток создает падение напряжения на сеточном сопротивлении, которое будет отрицательным по отношению к сетке. Так как сеточное сопротивление (R_1 или R_2) значительно больше внутреннего сопротивления лампы на участке сетка—катод, то практически все подведенное напряжение падает на сеточном сопротивлении, а напряжение на сетке остается близким к нулю. В течение действия отрицательной полуволны сеточного напряжения тока в цепи сетки нет, и напряжение на сетке равно подведенному напряжению.

§ 19. Электронные усилители мощности и фазоинверторы

Усилители, применяемые в следящих системах и предназначенные для управления работой исполнительных элементов, должны обеспечить не только нужное преобразование сигнала ошибки, но также и его усиление по мощности, необходимое для нормальной работы следящей системы. Применяемые для этой цели электронные усилители мощности в зависимости от вида нагрузки и мощности следящей системы могут быть выполнены по различным схемам.

При проектировании электронных усилителей мощности следует иметь в виду, что электронные лампы должны работать в таком режиме, при котором обеспечивается наиболее эффективное их использование, и, следовательно, максимальный коэффициент полезного действия, что имеет значение с точки зрения экономичности всего устройства.

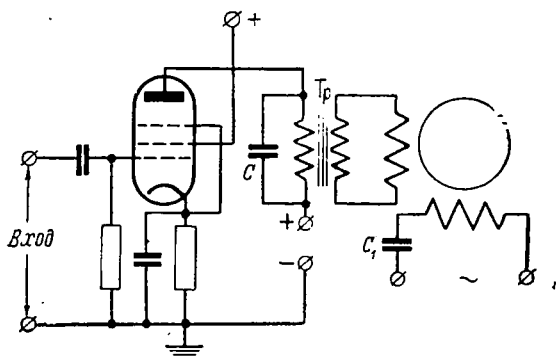
Схема усилителя мощности должна составляться с учетом необходимости согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки. Если усилитель мощности предназначается для управления двигателем, обладающим небольшим полным сопротивлением, то для согласования его с усилителем, лампы которого имеют большое внутреннее сопротивление, необходим трансформатор. В случае, когда усилитель рассчитывается на работу с любой нагрузкой, выходное сопротивление его должно быть небольшим.

На фиг. 3.36 приведена однотактная схема усилителя мощности, предназначенная для управления двухфазным асинхронным двигателем. Примененный в схеме трансформатор Tr служит для согласования нагрузки с внутренним сопротивлением лампы. При этом необходимое согласование достигается выбором коэффициента трансформации. Первичная обмотка выходного трансформатора, как это видно из схемы, зашунтирована конденсатором C , величина которого выбирается из соображений настройки цепи в резонанс на частоту переменного тока источника питания. При этом сопротив-

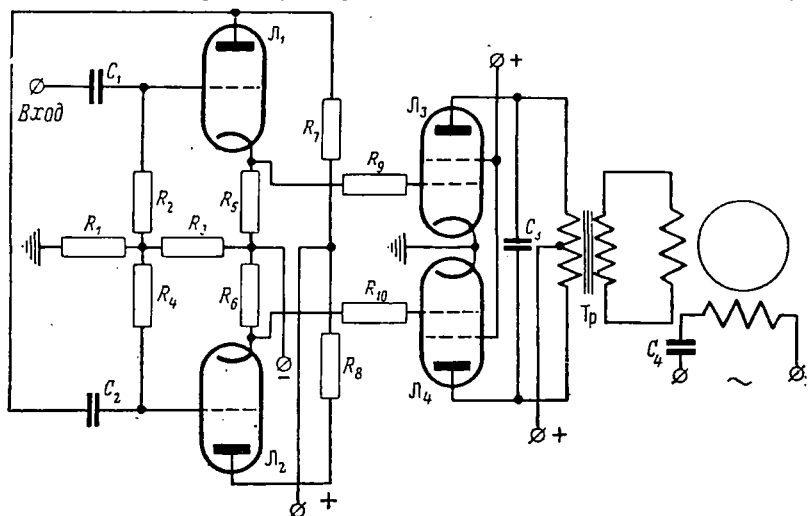
ление нагрузки становится активным и от лампы можно получить наибольшую мощность. Конденсатор C_1 , включенный последовательно с обмоткой возбуждения двигателя, нужен для обеспечения фазового сдвига в $\pi/2$ между напряжениями управляющей обмотки и обмотки возбуждения.

Однотактная схема усилителя мощности применяется для маломощных следящих систем. В тех случаях, когда усилитель должен быть более мощным, целесообразно применять двухтактную схему. На фиг. 3.37 приводится вариант двухтактного усилителя мощности на лампах Λ_3 и Λ_4 .

Анодное питание усилителя мощности осуществляется постоянным током и подводится через среднюю точку первичной обмотки выходного трансформатора T_p , который, как и в первом случае,



Фиг. 3.36. Схема однотактного усилителя мощности.



Фиг. 3.37. Схема фазоинвертора и двухтактного усилителя мощности.

служит для согласования сопротивления нагрузки с внутренним сопротивлением ламп. На управляющие сетки ламп Λ_3 и Λ_4 подаются переменные напряжения, одинаковые по амплитуде, но противоположные по фазе. Эти напряжения вызывают такое изменение анодных токов, при котором переменные составляющие анодных токов

совпадают по фазе с напряжениями на сетках и, следовательно, имеют фазовый сдвиг между собой на 180° .

Анодные токи ламп L_3 и L_4 , имеющие постоянную и переменную составляющие, протекая по первичной обмотке выходного трансформатора Tr , создают результирующий магнитный поток, пропорциональный сумме нечетных гармоник. Постоянные составляющие и четные гармоники анодных токов, как противоположно направленные, взаимно компенсируются и не принимают участия в создании результирующего магнитного потока. Отсутствие четных гармоник в трансформаторе Tr обуславливает в двухтактной схеме небольшие нелинейные искажения.

Назначение конденсаторов C_3 и C_4 то же, что и в схеме фиг. 3. 36.

Двухтактная схема усилителя мощности требует двухтактного входного сигнала, который в случае одноктного входа усилителя может быть получен путем включения в схему усилителя фазоинверсного каскада. В схеме на фиг. 3. 37 фазоинвертор представлен лампами L_1 и L_2 . Одноктный входной сигнал переменного тока через конденсатор C_1 подается на управляющую сетку первой лампы L_1 . Так как переменная составляющая анодного напряжения и напряжение на сетке всегда находятся в противофазе, то напряжение на управляющей сетке лампы L_2 , снимаемое через конденсатор C_2 с анода L_1 , будет иметь фазу, отличную от фазы напряжения сетки L_1 на 180° . Следовательно, противоположные по фазе сеточные напряжения вызовут появление переменных составляющих анодных токов, также противоположных по фазе. В результате с катодов ламп L_1 и L_2 можно снять два переменных напряжения, одинаковых по амплитуде и отличающихся друг от друга по фазе на 180° , что необходимо для питания сеточных цепей усилителя мощности. Для обеспечения отрицательного смещения на управляющих сетках ламп L_1 и L_2 , а также для обеспечения режима работы ламп L_3 и L_4 усилителя мощности в классе АВ используется источник смещающего напряжения, минус которого соединяется с общей точкой сопротивлений R_3 , R_5 и R_6 .

В качестве второго примера схемы, обеспечивающей согласование одноктного входа усилителя с двухтактным усилителем мощности, приведем вариант фазоинвертора, показанного на фиг. 3. 38. Здесь одноктный сигнал переменного тока поступает на управляющую сетку лампы L_1 . Переменная составляющая анодного напряжения этой лампы, находящаяся в противофазе с сеточным напряжением, через конденсатор C_1 и сопротивление R_1 подается на управляющую сетку лампы L_2 . Появляющаяся при этом переменная составляющая анодного напряжения лампы L_2 , очевидно, будет противоположна по фазе переменному напряжению анода лампы L_1 .

Согласно схеме анодная и сеточная цепи лампы L_2 связаны между собой через конденсатор C_2 и сопротивление R_2 . Следовательно, по сопротивлению R_3 будут протекать два тока, один из которых обусловлен переменной составляющей анодного напряжения

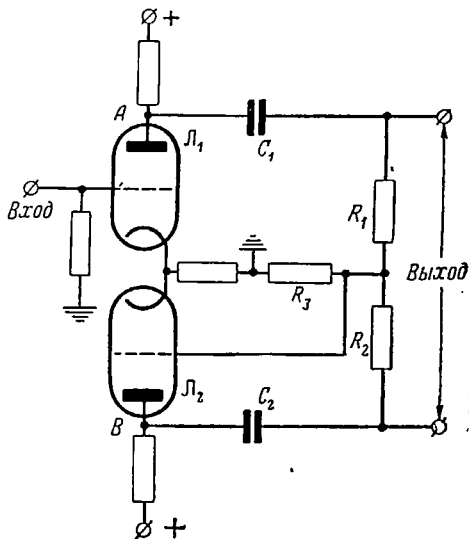
первой лампы L_1 , а второй — переменной составляющей анодного напряжения второй лампы L_2 . Результирующий ток и, следовательно, результирующее падение напряжения на R_3 должны обеспечить такое изменение потенциала управляющей сетки L_2 , при котором два выходных напряжения, снимаемые с сопротивлений R_1 и R_2 , были бы равны по амплитуде и противоположны по фазе. Это может быть при условии, когда амплитуда напряжения на сетке L_1 равна амплитуде напряжения на сетке L_2 при взаимно противоположных фазах.

Для этого в свою очередь необходимо, чтобы из двух токов, протекающих по сопротивлению R_3 , был преобладающим ток, обусловленный изменением потенциала анода L_1 , что может быть, если сопротивление R_1 немного меньше сопротивления R_2 . Коэффициент усиления схемы, обеспечивающий равенство амплитуд сеточных напряжений, может быть подсчитан по выражению

$$K = \frac{R_1 R_2 + R_3 (R_2 - R_1)}{(R_2 - R_1) R_3}$$

Схема фазоинвертора фиг. 3.38 является самобалансирующейся, вследствие чего изменение режима работы одной из ламп не вызывает нарушения баланса.

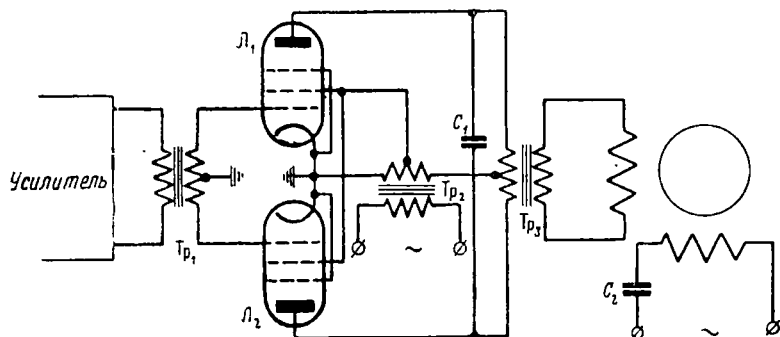
Во многих случаях усилитель мощности собирают по схеме, в которой питание анодных цепей осуществляется от источника напряжения переменного тока. Это упрощает конструкцию усилителя. На фиг. 3.39 приведена схема усилителя мощности, в котором питающее напряжение переменного тока той же частоты, что и напряжение сигнала ошибки, подводится от источника через трансформатор Tr_2 . Согласно схеме лампы усилителя мощности L_1 и L_2 работают одновременно и только в положительный полупериод питающего напряжения. Если сигнал ошибки равен нулю, то анодные токи ламп при условии симметрии схемы равны друг другу. Так как они протекают по первичной обмотке выходного трансформатора Tr_3 встречно, то магнитные поля, обусловленные ими, взаимно уничтожаются, и выходное напряжение равно нулю.



Фиг. 3.38. Вариант схемы фазоинвертора.

Поступление напряжения сигнала ошибки, не равного нулю, на вход трансформатора Tr_1 вызывает изменение потенциалов управляющих сеток L_1 и L_2 с фазовым сдвигом в 180° . Увеличение потенциала управляющей сетки L_1 сопровождается аналогичным уменьшением потенциала сетки L_2 . В соответствии с этим анодный ток в одной из ламп растет, в другой — падает. На выходе схемы появляется переменное напряжение той же частоты, что и частота напряжения сигнала ошибки.

Назначение конденсаторов C_1 и C_2 в приведенной схеме на фиг. 3.39 то же, что и в схемах фиг. 3.36 и 3.37.

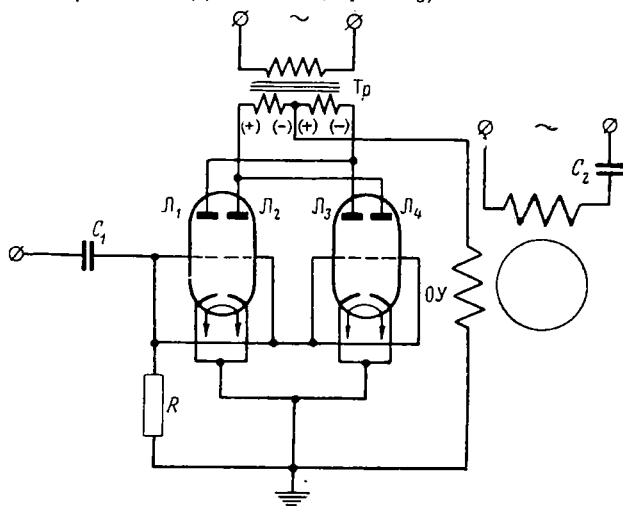


Фиг. 3.39. Схема усилителя мощности с питанием от источника переменного тока.

В практике находят применение усилители мощности с питанием от источника напряжения переменного тока при непосредственном включении нагрузки в анодную цепь. Вариант схемы такого усилителя мощности приведен на фиг. 3.40. Нагрузкой усилителя является двухфазный асинхронный двигатель. При отсутствии напряжения сигнала ошибки лампы усилителя мощности L_1 , L_2 , L_3 и L_4 работают в режиме двухполупериодного выпрямителя. В течение времени действия положительной полуволны питающего напряжения, обозначенной на схеме знаками плюс и минус, проводят лампы L_2 и L_4 , аноды которых соединены параллельно, а лампы L_1 и L_3 заперты. Во время отрицательного полупериода лампы L_2 и L_4 запираются, а лампы L_1 и L_3 проводят. В этом случае выпрямленный пульсирующий ток содержит постоянную составляющую и переменную составляющую двойной частоты относительно источника питания. Переменная составляющая двойной частоты, протекая по обмотке управления двигателя ОУ, включенной между средней точкой вторичной обмотки трансформатора Tr и катодами ламп L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , не вызывает появления вращающего момента, а постоянная составляющая пульсирующего тока, которая также протекает через обмотку управления двигателя, создает тормозной момент. Вследствие этого двухфазный двигатель остается неподвижным. Если на соединенные параллельно управляющие сетки усилителя мощности

поступает сигнал в виде напряжения переменного тока, то баланс схемы нарушается, и лампы Λ_1 , Λ_2 , Λ_3 и Λ_4 будут работать в режиме однополупериодного выпрямителя.

Предположим, что для ламп Λ_2 и Λ_4 питающее напряжение совпадает по фазе с напряжением на сетках. Тогда в положительный полупериод, когда проводят лампы Λ_2 и Λ_4 , амплитуды импульсов анодного тока возрастут по сравнению со случаем отсутствия сигнала. В отрицательный полупериод питающего напряжения, который является рабочим для ламп Λ_1 и Λ_3 , изменится знак полуво-



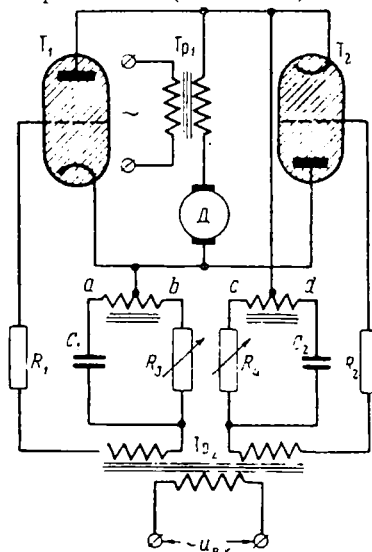
Фиг. 3. 40. Схема усилителя мощности при непосредственном включении нагрузки в анодную цепь.

ны и сеточного напряжения. Следовательно, для ламп Λ_1 и Λ_3 питающее напряжение и напряжение сигнала ошибки на сетках находятся в противофазе. Поэтому амплитуда импульсов анодного тока в этих лампах уменьшается по сравнению со случаем отсутствия сигнала. Таким образом, через обмотку управления усилителя будет протекать пульсирующий ток, состоящий из больших и малых импульсов, чередующихся в соответствии с порядком следования положительных и отрицательных полувольт напряжения питания. Выпрямленный ток будет содержать переменную составляющую частоты источника питания, что создаст условия для образования вращающего момента.

Изменение фазы напряжения сигнала ошибки на 180° изменяет условия работы ламп на противоположные. Теперь для ламп Λ_2 и Λ_4 напряжение источника питания и напряжение на сетках будут находиться в противофазе, а для ламп Λ_1 и Λ_3 — совпадать по фазе. Это приведет к опрокидыванию фазы переменной составляющей выпрямленного тока и к изменению направления вращения двигателя.

§ 20. Тиратронные усилители

В следящих системах в качестве управляющего элемента могут быть с успехом использованы тиратронные усилители. Тиратронные усилители обладают рядом достоинств, которые сделали возможным применение тиратронов для управления двигателями постоянного тока. К числу этих достоинств следует отнести небольшое падение напряжения (10—20 в) на тиратроне, практически не зависящее от



Фиг. 3. 41. Схема тиратронного усилителя для однополупериодного управления двигателем постоянного тока.

Как известно, в тиратроне после его зажигания управляющая сетка теряет свое управляющее действие. Для применения тиратронов в схемах управления и для возможности регулировать величину выпрямленного тока необходимо, чтобы имелась возможность изменять момент зажигания тиратрона, а также прекращать газовый разряд в тиратроне путем создания разности потенциалов между анодом и катодом, меньшей по величине, чем напряжение зажигания. С этой целью тиратроны в схемах управления обычно питаются переменным напряжением, что обеспечивает горение тиратрона в положительный полупериод анодного напряжения и прекращение разряда в отрицательный полупериод, когда анодное напряжение меньше напряжения зажигания. Момент зажигания тиратрона в положительный полупериод определяется величиной напряжения на управляющей сетке. Если на управляющую сетку подается напряжение постоянного тока, то изменением величины этого напряжения

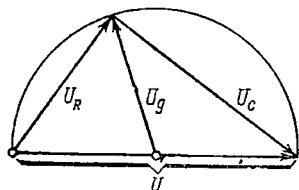
тока, что обеспечивает высокий коэффициент полезного действия тиратронных усилителей и позволяет использовать их для управления значительной мощностью при незначительной мощности, затрачиваемой во входной цепи. Тиратронные усилители обладают малой инерционностью и могут быть использованы для управления двигателями постоянного тока с небольшим входным сопротивлением.

Тиратроны имеют ограниченный срок службы и требуют определенное время на запуск, что является их недостатком.

На фиг. 3. 41 представлена схема тиратронного усилителя, предназначенного для однополупериодного управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. Принцип работы схемы заключается в следующем.

можно получить плавное изменение выпрямленного анодного тока от величины, соответствующей горению тиратрона в течение целого положительного полупериода анодного напряжения, до величины, определяемой горением тиратрона в течение половины полупериода. Это не всегда оказывается удобным. Поэтому для расширения пределов изменения анодного тока на управляющую сетку тиратрона подают переменное напряжение. Момент зажигания тиратрона в этом случае будет определяться фазовым сдвигом напряжений на аноде и сетке. Имея возможность управлять величиной фазового сдвига, можно регулировать величину анодного тока тиратрона от нуля до максимального значения.

В схеме фиг. 3. 41 тиратроны T_1 и T_2 питаются переменным напряжением от источника через трансформатор Tr_1 и включены в схему так, что в один и тот же момент времени на их анодах действуют напряжения, сдвинутые по фазе на 180° . Последовательно со вторичной обмоткой питающего трансформатора Tr_1 включена обмотка ротора двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, являющегося нагрузкой



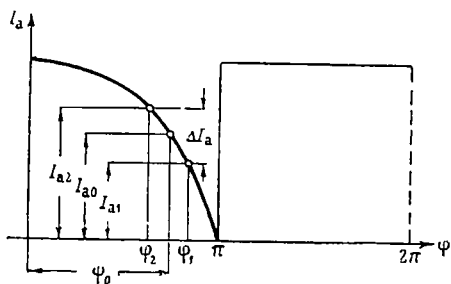
Фиг. 3. 42. Векторная диаграмма фазосдвигающего моста.

для данной схемы. В цепях управляющих сеток тиратронов включены фазосдвигающие мосты, состоящие из обмоток ab и cd , принадлежащих трансформатору Tr_1 , конденсаторов C_1 и C_2 и сопротивлений R_3 и R_4 , а также вторичные обмотки входного трансформатора Tr_2 . При отсутствии входного сигнала, т. е. при $u_{вх} = 0$, на управляющих сетках тиратронов будут действовать переменные напряжения одинаковой амплитуды, снимаемые с диагонали фазосдвигающих мостов. Эти напряжения могут иметь различную фазу относительно анодного напряжения, величина которой подбирается соответствующим выбором величины сопротивлений R_3 и R_4 . Но независимо от этого напряжения, снимаемые с фазосдвигающих мостов, благодаря соответствующему включению последних между собой должны находиться в противофазе, а по отношению к анодным напряжениям должны отставать от них в пределах фазового угла от нуля до π .

Векторная диаграмма на фиг. 3. 42, построенная для одного из фазосдвигающих мостов, поясняет сказанное. Вектор U_R , характеризующий падение напряжения на сопротивлении R_3 или R_4 , всегда будет направлен под углом в 90° к вектору U_C , характеризующему падение напряжения на конденсаторе C_1 или C_2 . Сумма двух векторов U_R и U_C дает вектор напряжения на обмотках ab или cd , который совпадает по фазе с анодным напряжением на тиратронах T_1 и T_2 .

Соединив середину суммарного вектора U с вершиной прямого угла вектором U_G , получим напряжение, снимаемое с диагонали моста на управляющую сетку тиратрона. Так как напряжение на

обмотках ab и cd является постоянным по амплитуде, то изменение сопротивлений R_3 и R_4 вызывает только перераспределение падения напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 и сопротивлениях R_3 и R_4 без изменения фазового угла между векторами U_R и U_C , вследствие чего конец вектора U_g скользит по окружности, центр которой расположен в начале вектора U_g , а диаметр равен длине суммарного вектора U . При повороте вектора U_g модуль последнего остается постоянным, а фазовый угол относительно суммарного вектора или вектора анодного напряжения изменяется. Если построить характеристику, представляющую зависимость анодного тока тиратрона от величины фазового сдвига между напряжениями сетки и анода, то



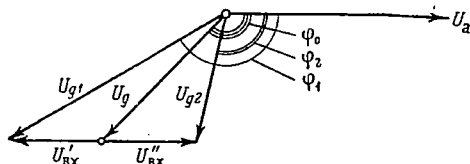
Фиг. 3. 43. График изменения анодного тока тиратрона при фазовом методе управления.

получим кривую фиг. 3. 43, согласно которой при фазовом сдвиге, равном нулю, анодный ток имеет максимальную величину и по мере увеличения фазового сдвига в сторону отставания плавно уменьшается, принимая нулевое значение, когда $\varphi = \pi$. Дальнейшее увеличение фазового сдвига приводит к резкому (скачкообразному) увеличению анодного тока до максимальной величины без последующих изменений в пределах $\pi < \varphi < 2\pi$.

Таким образом, в случае нулевого входного сигнала в положительный полупериод анодного напряжения для тиратрона T_1 величина анодного тока последнего, равная I_{a0} , определяется величиной фазового сдвига φ_0 , отстающего по фазе сеточного напряжения, снимаемого с фазосдвигающего моста и представляющего собой начальное сеточное смещение. В последующий полупериод анодного напряжения газовый разряд в первом тиратроне прекращается и зажигается тиратрон T_2 , для которого этот полупериод является положительным. Величина анодного тока тиратрона T_2 также равна I_{a0} и определяется тем же фазовым сдвигом φ_0 отстающего по фазе сеточного напряжения, снимаемого со второго фазосдвигающего моста. Вследствие того, что анодные токи тиратронов равны по величине и протекают по обмотке якоря двигателя в противоположные стороны, двигатель остается неподвижным.

При входном сигнале $u_{вх}$, отличном от нуля, со вторичных обмоток входного трансформатора Tr_2 снимаются напряжения сигнала ошибки $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$, взаимно противоположные по фазе. Так как фазосдвигающие мосты и вторичные обмотки включены последовательно, то результирующее напряжение на управляющей сетке можно найти путем геометрического сложения векторов начального смещения U_g

и напряжения сигнала ошибки $U'_{вх}$ или $U''_{вх}$ с учетом того, что в одном тиратроне анодное напряжение U_a и напряжение сигнала ошибки (например $U'_{вх}$) совпадают по фазе, а во втором — находятся в противофазе. Из векторной диаграммы фиг. 3.44 видно, что входной сигнал в тиратроне T_1 увеличивает фазовый угол до величины φ_1 , а в тиратроне T_2 — уменьшает до величины φ_2 . Следовательно, анодный ток первого тиратрона уменьшается, в то время как во втором тиратроне — увеличивается. Результирующий ток в обмотке якоря будет определяться разностью анодных токов. Двигатель начнет вращаться. Изменение фазы входного сигнала на 180° сопровождается опрокидыванием фаз напряжений $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$. Ре-



Фиг. 3.44. Векторная диаграмма.

зультатом этого является увеличение анодного тока T_1 и уменьшение анодного тока T_2 и, следовательно, изменение направления разностного тока в обмотке якоря при прежнем направлении потока возбуждения двигателя. Вследствие этого двигатель реверсируется.

Характеристика фиг. 3.43, а также векторная диаграмма фиг. 3.44 позволяют сделать следующие выводы. Во-первых, для наиболее резкого изменения анодного тока следует начальный сдвиг по фазе φ_0 выбирать в пределах 100 — 140° . Во-вторых, с уменьшением начального смещения U_g возрастает чувствительность, так как при этом для одной и той же амплитуды входного сигнала разность между фазовыми углами φ_1 и φ_2 возрастает, что соответствует большей величине ΔI_a .

Б. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Магнитным усилителем является устройство, в котором с помощью маломощного сигнала постоянного тока осуществляется изменение индуктивного сопротивления в мощной выходной цепи переменного тока и, как следствие этого, значительное усиление по току и мощности.

Магнитные усилители нашли широкое применение в следящих системах, в системах автоматического регулирования и управления, в счетно-решающих устройствах, вычислительных машинах, автопилотах, системах автоматического контроля, измерительной аппаратуре, в устройствах для различных областей техники. Чрезвычайно широкая область применения магнитных усилителей объясняется теми достоинствами, которыми обладают магнитные усилители по сравнению с другими усилителями и, в частности, с электронными. К числу важнейших преимуществ магнитных усилителей можно отнести следующие факторы.

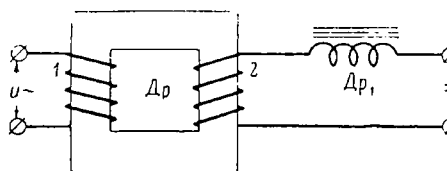
Магнитные усилители надежны в эксплуатации, обладают большим сроком службы, не чувствительны к вибрации вследствие того, что не имеют подвижных частей и составлены из таких элементов, которые также обладают большим сроком службы. Применяемые в магнитных усилителях селеновые, купроксные и германиевые выпрямители также не накладывают ограничений на долговечность. Магнитные усилители допускают большие перегрузки, не нуждаются в предварительном разогреве, как электронные усилители, обладают более высоким коэффициентом полезного действия по сравнению с электронными усилителями.

Магнитные усилители обладают большим коэффициентом усиления, достигающим $10^3 \div 10^6$ на один каскад, и позволяют усиливать слабые сигналы постоянного тока мощностью $10^{-10} \div 10^{-17}$ вт, сохраняя устойчивость в работе даже в случаях, когда напряжение и частота источника питания колеблются в пределах $\pm 20\%$ от номинального значения.

Основным недостатком магнитного усилителя является его инерционность, обусловленная наличием относительно большой постоянной времени в обмотках управления. В настоящее время существуют магнитные усилители, в которых за счет применения высококачественных магнитных сплавов инерционность значительно снижена.

§ 21. Принцип действия магнитного усилителя

Пусть имеется дроссель D_p с двумя обмотками, одна из которых 1 питается от источника переменного тока, а вторая 2 подключена к источнику питания постоянного тока (фиг. 3.45). Следовательно, сердечник дросселя D_p одновременно намагничивается постоянным



Фиг. 3.45. Дроссель насыщения.

и переменным током. Если обмотка переменного тока обладает числом витков w_{\sim} и имеет активное сопротивление r и обмотку пронизывает магнитный поток Φ , мгновенное значение которого определяется величиной $\Phi = BS$, где B — магнитная индукция в рассматриваемый момент времени и S — площадь поперечного сечения сердечника дросселя D_p , то при мгновенном значении тока i , протекающего через обмотку 2, и напряжении источника питания $U_m \sin \omega t$ получим следующее уравнение для цепи переменного тока:

$$ir + w_{\sim} 10^{-8} \frac{d\Phi}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad (3.90)$$

которое может быть преобразовано к виду

$$ir + \left[\frac{\omega_{\sim}^2 S}{l} 10^{-8} \frac{dB}{d\left(\frac{i\omega_{\sim}}{l}\right)} \right] \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad (3.91)$$

где l — длина магнитопровода;

$L = \frac{\omega_{\sim}^2 S \cdot 10^{-8} dB}{ld\left(\frac{i\omega_{\sim}}{l}\right)}$ — индуктивность дросселя насыщения.

Когда активное сопротивление r очень мало по сравнению с индуктивным сопротивлением, уравнение (3.91) упрощается и принимает вид

$$\frac{\omega_{\sim}^2 S}{l} 10^{-8} \frac{dB}{d\left(\frac{i\omega_{\sim}}{l}\right)} \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t. \quad (3.92)$$

Выражение (3.92) позволяет сделать следующие выводы.

1. При незначительной величине активного сопротивления r в сравнении с индуктивным сопротивлением дросселя закон изменения переменной составляющей магнитной индукции B определяется только приложенным к обмотке переменного тока напряжением и не зависит от магнитных свойств сердечника и величины постоянной составляющей подмагничивающего поля.

2. Индуктивность дросселя L , определяемая производной $\frac{dB}{d\left(\frac{i\omega_{\sim}}{l}\right)}$, вследствие нелинейности кривой намагничивания является величиной переменной и по мере увеличения подмагничивающего поля уменьшается.

3. Динамическая магнитная проницаемость μ_{\sim} , связанная с индуктивностью дросселя насыщения L соотношением

$L = \frac{0,4\pi\omega_{\sim}^2 S\mu_{\sim}}{l \cdot 10^8}$, по мере увеличения подмагничивающего поля также не остается величиной постоянной.

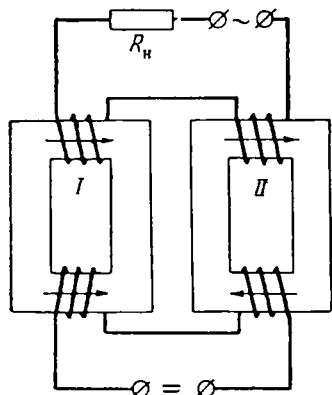
Магнитная проницаемость μ_{\sim} по переменному току может быть определена при помощи выражения

$$\mu_{\sim} = \frac{1}{0,4\pi} \frac{dB}{d\left(\frac{i\omega_{\sim}}{l}\right)}, \quad (3.93)$$

на основании которого можно утверждать, что при заданном приращении индукции $\pm \Delta B$ магнитная проницаемость μ_{\sim} будет тем

меньше, чем больше величина подмагничивающего поля, так как при этом из-за нелинейности кривой намагничивания приращения $\pm \Delta H_{\sim} = \frac{\Delta i \omega_{\sim}}{l}$ возрастают.

Таким образом, в схеме фиг. 3.45 изменение напряжения питания обмотки 2 вызывает изменение тока, протекающего по обмотке 2, и тем самым изменение подмагничивающего поля, что соответствует изменению динамической магнитной проницаемости μ_{\sim} и индуктивности L дросселя насыщения, а следовательно, и изменению индуктивного сопротивления обмотки переменного тока I и тока i в этой обмотке. Увеличение или уменьшение подмагничивающего



Фиг. 3.46. Схема простого магнитного усилителя.

тока вызывает увеличение или уменьшение переменного тока i в обмотке 1. Получаемый при этом эффект управления током i при помощи подмагничивающего поля можно рассматривать как эффект усиления. Поэтому устройства, работающие по изложенному принципу, называются магнитными усилителями.

В схеме фиг. 3.45 переменный магнитный поток со стороны обмотки переменного тока будет наводить переменную э.д.с. в обмотке постоянного подмагничивающего тока, которую можно уменьшить, если последовательно с обмоткой 2 включить дроссель Dp_1 . Однако в практических условиях дроссель Dp_1 не применяют, а отмеченный недостаток устраняют путем применения двух одинаковых сердечников,

обмотки которых соединены так, чтобы потоки обмоток переменного тока действовали согласно, а потоки обмоток постоянного тока — встречно. Простейшая схема такого магнитного усилителя показана на фиг. 3.46. Здесь обмотки переменного тока соединены последовательно и согласно, а обмотки постоянного тока последовательно, но встречно. Последовательно с обмотками переменного тока включено нагрузочное сопротивление R_n . В общем случае нагрузочное сопротивление может быть составленным из активного и реактивного сопротивления.

В соответствии с рассмотренным выше принципом работы дросселя насыщения при одновременном намагничивании его постоянным и переменным током работа данной схемы аналогична работе схемы фиг. 3.45. При малых величинах подмагничивающего тока индуктивности L_1 и L_2 дросселей I и II имеют максимальное значение, что соответствует большому падению напряжения на обмотках переменного тока и малому падению напряжения на сопротивлении нагрузки R_n . Увеличение подмагничивающего тока сопровождается уменьшением индуктивности обмоток переменного тока, уменьше-

нием падения напряжения на них и соответственно увеличением падения напряжения на сопротивлении R_n .

Встречное включение обмоток подмагничивания соответствует противоположным знакам наводимых в этих обмотках электродвижущих сил переменным магнитным потоком. Благодаря этому переменные э.д.с. в обмотках подмагничивания взаимно компенсируются.

§ 22. Характеристики магнитного усилителя

Для выяснения характера зависимости амплитуды выходного тока I_m , протекающего в цепи нагрузки, от величины подмагничивающего тока I_y , необходимо знать характеристики совместного намагничивания двух дросселей (фиг. 3.46), которые представляют собой зависимость амплитудного значения переменной составляющей индукции $B_m = B_1 + B_2$ от действующего значения переменной составляющей напряженности поля сердечника $H_{\sim \text{действ}}$ при выбранном постоянном значении подмагничивающего поля $H_y = \text{const}$.

Для выходной цепи переменного тока схемы фиг. 3.46 справедливо уравнение

$$iR + \omega \sim 10^{-8} \left(\frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} \right) = U_m \sin \omega t$$

или

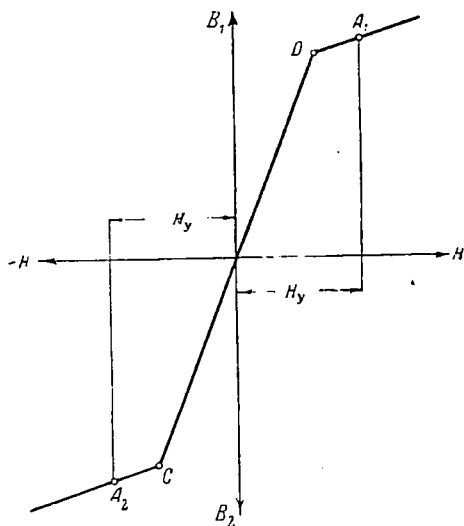
$$iR + \left[\frac{\omega \sim^2 S \cdot 10^{-8}}{l} \frac{d(B_1 + B_2)}{d\left(\frac{i\omega \sim}{l}\right)} \right] \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad (3.94)$$

где R — активное сопротивление в цепи нагрузки.

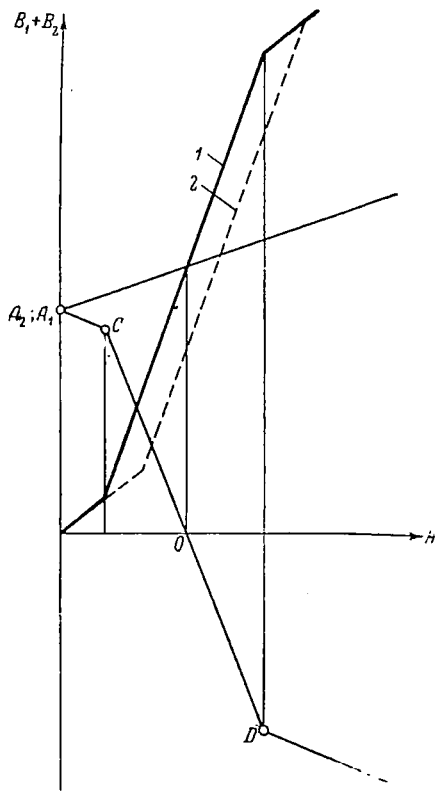
Уравнение (3.94) показывает, что для получения кривой совместного намагничивания необходимо при заданном значении $H_y = \text{const}$ сложить величины B_1 и B_2 для каждого из сердечников. Обычно кривая совместного намагничивания снимается экспериментальным путем. Основываясь на уравнении (3.94), можно представить себе вид семейства характеристик $B_m = f(H_{\sim \text{действ}})$ при $H_y = \text{const}$. Задаваясь некоторым значением подмагничивающего поля $H_y = H_1$ и имея в виду встречное включение обмоток постоянного тока, найдем положение рабочих точек A_1 и A_2 на кривых намагничивания для первого и второго дросселей. На фиг. 3.47 кривые намагничивания условно представлены ломаными ODA_1 и OCA_2 . Изменение индуктивности и магнитной проницаемости по переменному току в первом дросселе при изменении амплитуды индукции зависит от положения рабочей точки A_1 , а во втором дросселе — от положения рабочей точки A_2 . Очевидно, суммарное изменение индуктивности и магнитной проницаемости можно определить по характе-

ристике совместного намагничивания двух дросселей, которая в данном случае может быть получена путем сложения ординат ветви DA_1 правее точки A_1 с ординатами ломаной A_2CODA_1 правее точки A_2 с учетом знака.

Указанное сложение ординат показано на графике фиг. 3.48, где цифрой 1 обозначена характеристика совместного намагничивания, соответствующая $H_y = H_1$. Выполняя аналогичные построения для подмагничивающего поля, определяемого величиной $H_y = H_2 > H_1$, получим новую характеристику совместного на-



Фиг. 3.47. Кривые намагничивания в упрощенном представлении.



Фиг. 3.48. Характеристики совместного намагничивания в упрощенном представлении.

магничивания, показанную на фиг. 3.48 пунктиром и обозначенную цифрой 2.

Характеристики $B_m = f(H_{\text{действ}})$, снятые для ряда значений $H_y = = H_0; H_1; H_2 \dots H_i$, показаны на фиг. 3.49. Это семейство характеристик дает возможность найти зависимость амплитуды переменного тока в цепи нагрузки от величины тока в обмотках подмагничивания.

Если в магнитном усилителе, изображенном на фиг. 3.46, в цепи обмоток переменного тока и активной нагрузки R_n имеется источник

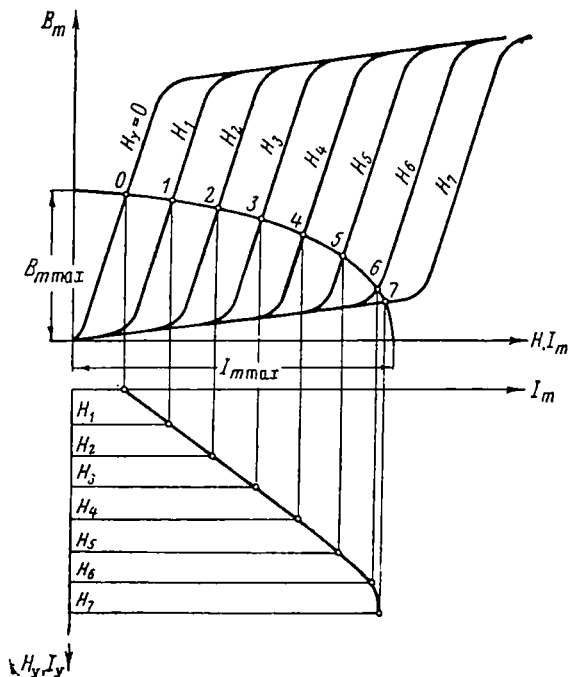
питания с напряжением $U_m \sin \omega t$, то для амплитудных значений тока, напряжения и индукции справедливо уравнение

$$U_m^2 = I_m^2 (r + R_H)^2 + (\omega B_m S w \sim 10^{-8})^2, \quad (3.95)$$

где r — активное сопротивление обмоток переменного тока;

I_m — амплитуда тока;

B_m — амплитуда индукции.



Фиг. 3. 49. Построение нагрузочной характеристики магнитного усилителя.

Выражение (3.95) можно преобразовать к виду

$$1 = \frac{I_m^2}{I_{m \max}^2} + \frac{B_m^2}{B_{m \max}^2}, \quad (3.96)$$

где

$$I_{m \max} = \frac{U_m}{r + R_H};$$

$$B_{m \max} = \frac{U_m}{\omega S w \sim 10^{-8}}.$$

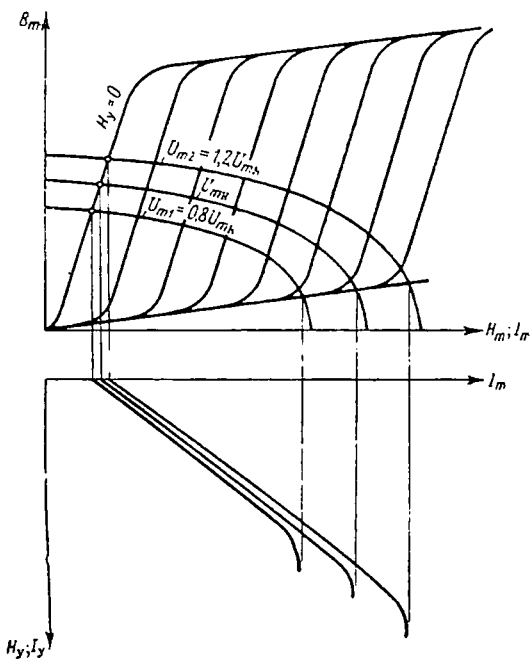
Полученное выражение (3.96) представляет эллипс, который может быть нанесен на график семейства кривых совместного на-

магничивания так, как это показано на фиг. 3.49 в виде кривой 0, 1, 2, 3... 9. Точки пересечения кривой 0, 1, 2, 3... 9, которая называется «линией нагрузки», с кривыми совместного намагничивания определяют величину тока в цепи нагрузки при разных значениях подмагничивающего тока. По точкам пересечения 0, 1, 2... может быть построена характеристика магнитного усилителя

$I_m = f(I_y)$, которая называется нагрузочной и построение которой дано на фиг. 3.49.

Приведенная на фиг. 3.49 нагрузочная характеристика магнитного усилителя соответствует определенным значениям напряжения источника питания, частоты переменного напряжения, сопротивления нагрузки. Изменяя величины указанных параметров, можно изменять и положение нагрузочной характеристики в осях координат I_m ; I_y .

Указанный метод построения характеристик магнитного усилителя позволяет выяснить влияние изменения того или иного параметра на вид кривой $I_m = f(I_y)$. Так, например, увеличение или уменьшение напряжения источника питания приводит к увеличению или уменьшению полуосей эллипса $I_m \text{ max}$ и



Фиг. 3.50. Влияние напряжения источника питания на нагрузочную характеристику.

$B_m \text{ max}$ и, следовательно, к перемещению «линии нагрузки» вверх или вниз соответственно. Построенные для этого случая на фиг. 3.50 нагрузочные характеристики показывают, что увеличение напряжения соответствует увеличению тока холостого хода, определяемого точкой пересечения «линии нагрузки» с кривой совместного намагничивания для $H_y = 0$, а также увеличению максимального тока $I_m \text{ max}$. Уменьшение напряжения источника питания оказывает обратное действие, т. е. приводит к снижению тока холостого хода и максимального тока.

При отклонении частоты переменного напряжения от номинального значения изменяется величина полуоси $B_m \text{ max}$. Когда частота возрастает, уменьшается полуось $B_m \text{ max}$, что сопровождается уменьшением тока холостого хода при практически неизменной величине $I_m \text{ max}$. Уменьшение частоты дает увеличение тока холостого

хода. Вид нагрузочных характеристик в этом случае определяется графиком фиг. 3. 51.

Увеличение сопротивления нагрузки R_n уменьшает длину полуоси $I_m \max$, оставляя без изменения полуось $B_m \max$. Уменьшение сопротивления нагрузки дает противоположный эффект. Вследствие этого ток холостого хода практически не зависит от величины нагрузочного сопротивления. Однако при достаточно заметном увеличении сопротивления нагрузки ток холостого хода снижается и в пределе, когда сопротивление нагрузки очень велико, становится равным нулю. Характеристики магнитного усилителя при различных значениях сопротивления нагрузки показаны на фиг. 3. 52.

Рассмотренный графоаналитический метод построения характеристик магнитного усилителя может быть применен для расчета и построения кривых $I_m = f(I_y)$, когда сопротивление нагрузки имеет реактивный характер.

Предположим, что сопротивление нагрузки состоит из активной части R_n и реактивной, обусловленной индуктивностью L_n . Тогда уравнение для цепи переменного тока можно записать в виде

$$U_m^2 = I_m^2 (R_n + r)^2 + \omega^2 (B_m S \omega \sim 10^{-8} + L_n I_m)^2 \quad (3. 97)$$

или

$$1 = \frac{I_m^2}{I_m \max^2} + \frac{(B_m + B_n)^2}{B_m \max^2}, \quad (3. 98)$$

где

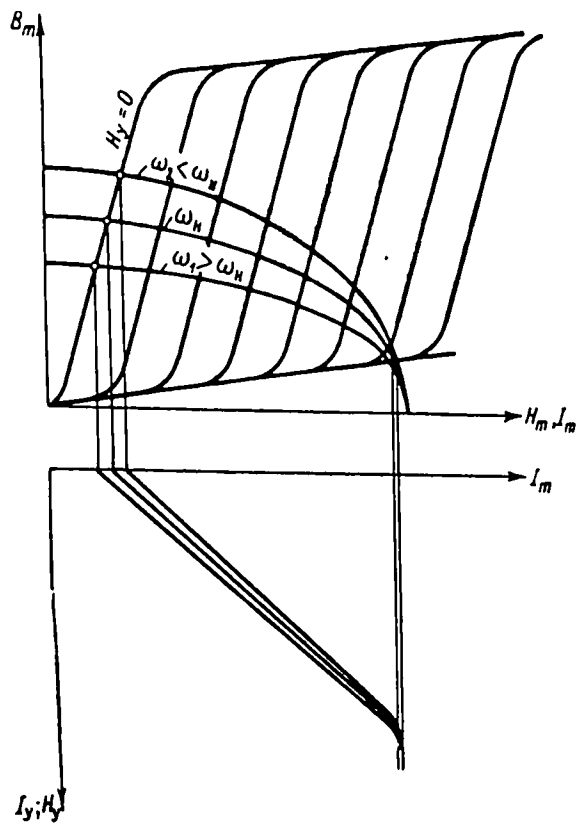
$$B_n = \frac{L_n I_m}{S \omega \sim 10^{-8}}. \quad (3. 99)$$

Определяя из выражения (3. 98) индукцию B_m , получим

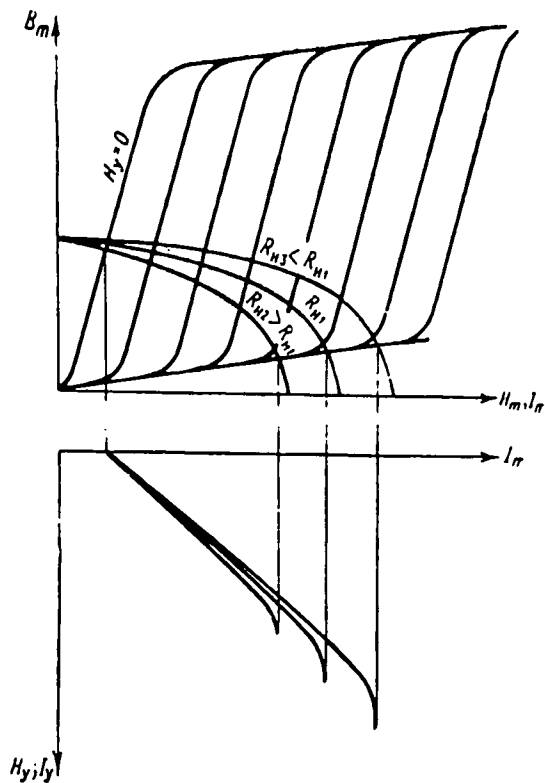
$$B_m = B_m \max \sqrt{1 - \frac{I_m^2}{I_m \max^2}} - B_n. \quad (3. 100)$$

Следовательно, для построения «линии нагрузки» при наличии реактивной составляющей, обусловленной индуктивностью L_n , нужно построить эллипс по уравнению (3. 96), а затем из ординат эллипса для заданных значений амплитуды тока I_m вычесть величины B_n , найденные для тех же значений амплитуд тока I_m . Так как между B_m и I_m в соответствии с уравнением (3. 99) существует линейная зависимость, то для нахождения величины B_m при различных I_m следует провести прямую из начала координат к оси абсцисс под углом α , который может быть определен по формуле

$$\alpha = \arctg \frac{L_n}{\omega \sim S 10^{-8}}. \quad (3. 101)$$

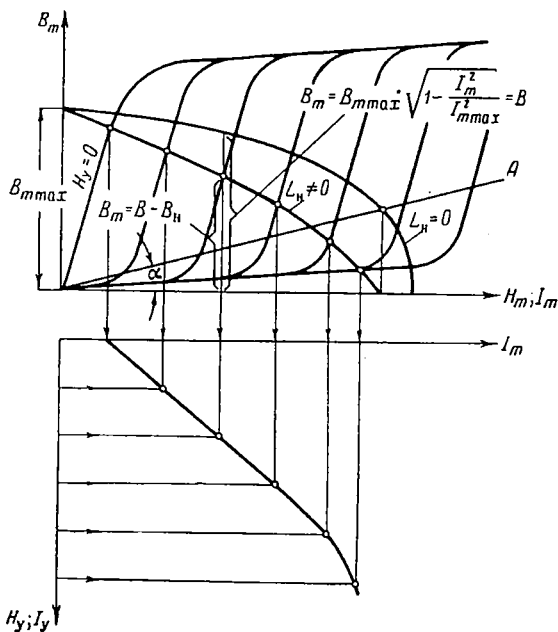


Фиг. 3.51. Влияние частоты переменного напряжения на нагрузочную характеристику.



Фиг. 3.52. Влияние сопротивления нагрузки на нагрузочную характеристику.

Построенная таким образом «линия нагрузки» с учетом реактивной составляющей (фиг. 3.53) в дальнейшем используется так же, как и «линия нагрузки» для активного сопротивления R_n .



Фиг. 3.53. Построение нагрузочной характеристики с учетом реактивной составляющей сопротивления нагрузки.

Нужно заметить, что при одной индуктивной нагрузке, т. е. при $r + R_n \ll \omega L_n$, уравнение (3.97) преобразуется к виду

$$B_{m \max} = B_m + \frac{L_n I_m}{S \omega \sim 10^{-8}}, \quad (3.102)$$

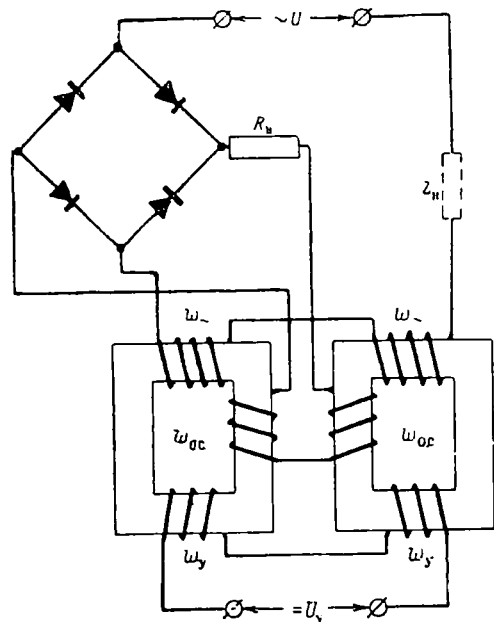
что соответствует линейной зависимости B_m от I_m (или H_m). Поэтому «линия нагрузки» в этом случае представляется прямой, проходящей через точку на оси ординат с координатами $(B_{m \max}; 0)$ и точку на оси абсцисс с координатами $(0; U_n / \omega L_n)$.

§ 23. Применение положительной обратной связи в магнитном усилителе

Магнитные усилители характеризуются коэффициентом усиления, который является основным параметром. Для получения представления о достигаемом усилении необходимо знать ток на выходе магнитного усилителя (ток нагрузки) и ток в обмотках подмагни-

чивания, или мощность в нагрузке и мощность в обмотках подмагничивания. В соответствии с этим вводятся понятия коэффициента усиления по току, равного отношению тока нагрузки к току подмагничивания $K_I = I_H / I_Y$, и коэффициента усиления по мощности, определяемого отношением мощности в нагрузке к мощности в обмотках подмагничивания $K_P = R_H I_H^2 / R_Y I_Y^2$.

С целью увеличения коэффициента усиления применяют магнитные материалы, у которых наиболее резко изменяется магнитная



Фиг. 3.54. Схема магнитного усилителя с внешней положительной обратной связью.

магнитного усилителя с внешней положительной обратной связью. Положительная обратная связь в магнитном усилителе осуществляется путем введения дополнительных обмоток обратной связи ω_{oc} , которые включены в схему так, чтобы по ним протекал постоянный ток, по величине пропорциональный току нагрузки. Обмотки подмагничивания ω_y , которые называются обмотками управления, включены последовательно и встречно так же, как и обмотки обратной связи. При определенной полярности входного сигнала U_y магнитные потоки обмоток управления и обмоток обратной связи в первом и втором дросселях складываются, что соответствует положительной обратной связи. Изменение полярности входного сигнала, связанное с изменением направления тока в обмотках управления, вызывает изменение направления потоков в обмотках ω_y , не изменяя направление потоков в обмотках обратной связи. Вследствие этого

проницаемость при изменении подмагничивающего поля; повышают частоту источника питания, что, как мы видели в предыдущем параграфе, приводит к увеличению крутизны нагрузочной характеристики магнитного усилителя; применяют положительную обратную связь, где некоторая доля мощности выходной цепи используется для управления магнитным усилителем совместно с входным сигналом, поступающим на обмотки подмагничивания.

Способы осуществления положительной обратной связи могут быть различными. Однако наиболее часто встречающимися являются следующие схемы.

На фиг. 3.54 приведена принципиальная схема маг-

в каждом сердечнике потоки обмоток обратной связи и обмоток управления действуют встречно, вызывая ослабление результирующего подмагничивающего поля, что соответствует отрицательной обратной связи.

Предположим, что входной сигнал имеет полярность, при которой в магнитном усилителе действует положительная обратная связь. Согласно нагрузочной характеристике $I_m = f(I_y)$ определенному изменению тока ΔI_y в управляющей обмотке соответствует некоторое изменение тока в нагрузке ΔI_m . В магнитном усилителе без обратной связи изменение тока ΔI_y определяло величину изменения подмагничивающего поля ΔH . В магнитном усилителе с положительной обратной связью тому же самому изменению подмагничивающего поля ΔH , очевидно, будет соответствовать меньшее изменение управляющего тока, так как в создании подмагничивающего поля в этом случае участвует не только управляющая обмотка, но и обмотка обратной связи. Следовательно, в магнитном усилителе с положительной обратной связью для получения изменения тока на выходе ΔI_m , такого же по величине, как и в магнитном усилителе без обратной связи, необходимо изменить ток в обмотке управления на меньшую величину. Это соответствует большей крутизне нагрузочной характеристики и большему коэффициенту усиления.

Если полярность входного сигнала изменилась и установилась отрицательная обратная связь, то для создания изменения подмагничивающего поля величиной ΔH и соответствующего ему изменения тока в нагрузке ΔI_m нужно изменить ток в обмотке управления на величину большую, чем в случае магнитного усилителя без обратной связи, ибо в магнитном усилителе с отрицательной обратной связью входной сигнал ослабляется действием поля обмоток обратной связи. Поэтому крутизна нагрузочной характеристики, ее ветви для отрицательных значений управляющего тока, уменьшается.

Если входной сигнал, т. е. ток управления, равен нулю, то результирующее подмагничивающее поле отлично от нуля, так как ток холостого хода не равен нулю, и в обмотках обратной связи протекает ток, пропорциональный току холостого хода. Очевидно, ток в нагрузке при этом не будет минимальным. Чтобы сделать ток в нагрузке минимальным, необходимо довести до нуля результирующее подмагничивающее поле, что можно сделать, пропустив через управляющую обмотку ток такого направления и величины, при которых возникает постоянное магнитное поле, равное по величине и противоположное по направлению полю обмоток обратной связи. Это направление тока в обмотках w_y будет соответствовать измененной полярности входного сигнала, т. е. отрицательным значениям управляющего тока. Таким образом, минимум нагрузочной характеристики в магнитном усилителе с положительной обратной связью оказывается смещенным в сторону отрицательных токов.

На фиг. 3.55 показана нагрузочная характеристика магнитного усилителя с внешней обратной связью. В отличие от нагрузочной

характеристики магнитного усилителя без обратной связи она несимметрична относительно оси ординат. Коэффициент усиления магнитного усилителя с обратной связью может быть определен аналитическим путем, если в первом приближении принять утверждение, что среднее значение ампервитков обмотки переменного тока равно ампервиткам, созданным постоянным током в обмотках управления и обратной связи, т. е.

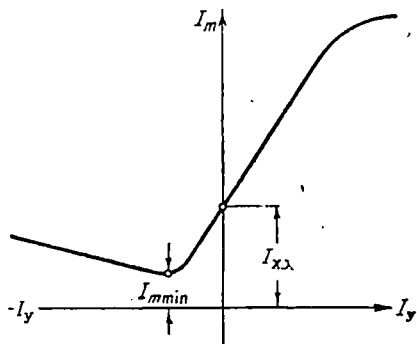
$$I_{cp} \omega_{\sim} = I_n \omega_{\sim} = I_y \omega_y \pm I_{o.c} \omega_{o.c.} \quad (3.103)$$

где I_n — постоянная составляющая выпрямленного тока нагрузки; $I_{o.c} = I_n$ — ток в обмотках обратной связи.

В формуле (3.103) знак плюс соответствует положительной обратной связи, а знак минус — отрицательной обратной связи.

Из выражения (3.103) легко определить коэффициент усиления по току при наличии обратной связи, который оказывается равным

$$K_I = \frac{I_n}{I_y} = \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \frac{1}{1 \mp \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_{\sim}}} \quad (3.104)$$



Фиг. 3.55. Нагрузочная характеристика магнитного усилителя с внешней обратной связью.

Вводя понятие коэффициента обратной связи $k_{o.c.}$, равного отношению приращения постоянной составляющей напряженности поля обмоток обратной связи $\Delta H_{o.c.}$ к приращению среднего значения переменной составляющей напряженности поля обмоток переменного тока ΔH_{cp} , равенство (3.104) можно переписать в виде

$$K_I = \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \frac{1}{1 \mp k_{o.c.}} \quad (3.105)$$

если учесть, что для схемы фиг. 3.54 $I_n = I_{o.c} = I_{cp}$ и $k_{o.c.} = \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_{\sim}}$.

Из формулы (3.105) вытекает, что при положительной обратной связи (знак плюс в знаменателе) коэффициент усиления по току тем больше, чем ближе коэффициент обратной связи $k_{o.c.}$ к единице. В случае, когда $k_{o.c.} = 1$, коэффициент усиления по току теоретически достигает бесконечно больших значений. При $k_{o.c.} > 1$ магнитный усилитель переходит в релейный режим работы. В случае, когда входной сигнал изменяет полярность, для определения коэффициента усиления по току по формуле (3.105) необходимо в последней брать в знаменателе знак плюс, что соответствует отрицательной обрат-

ной связи. При этом с увеличением $k_{o.c.}$ коэффициент усиления по току уменьшается.

На фиг. 3.56 приводится семейство нагрузочных характеристик магнитного усилителя с обратной связью для различных коэффициентов обратной связи. Характеристики фиг. 3.56 показывают, что с увеличением $k_{o.c.}$ увеличивается ток холостого хода.

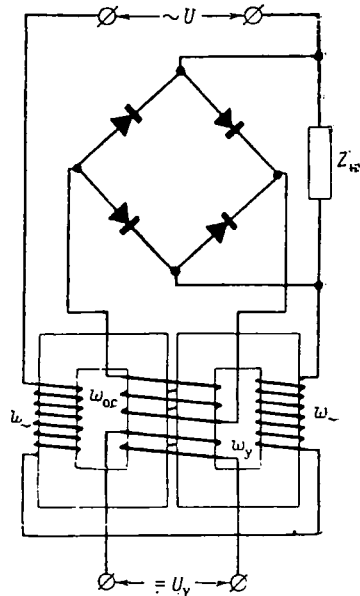
Коэффициент усиления по мощности для магнитного усилителя с обратной связью может быть определен как

$$K_P = \frac{R_H I_H^2}{R_Y I_Y^2} = \frac{R_H}{R_Y} K_I^2 = \frac{R_H \omega_Y^2}{R_Y \omega_{\sim}^2} \frac{1}{(1 \mp k_{o.c.})^2} \quad (3.106)$$

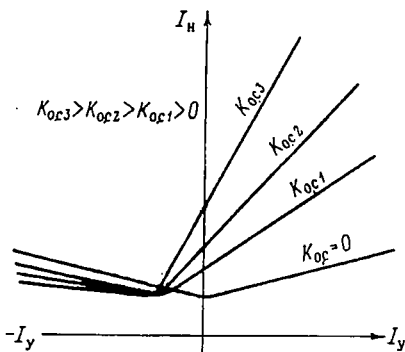
Показанная на фиг. 3.54 схема магнитного усилителя соот- ветствует обратной связи по току. В практике находят также применение магнитные усилители, у которых обратная связь осуществляется по напряжению. Схема такого магнитного усилителя приведена на фиг. 3.57.

Обратная связь в магнитном усилителе может быть осуществлена путем включения однополупериод-

ного усилителя соот- ветствует обратной связи по току. В практике находят также



Фиг. 3.57. Схема магнитного усилителя с обратной связью по напряжению.



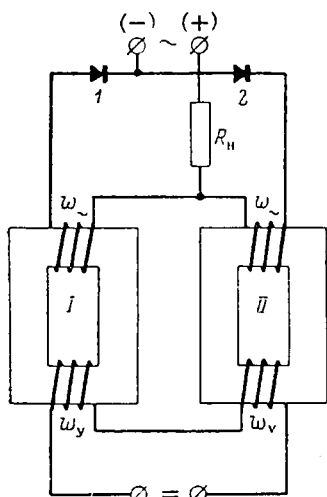
Фиг. 3.56. Семейство нагрузочных характеристик магнитного усилителя с обратной связью при различных коэффициентах обратной связи.

ных выпрямителей последовательно с каждой из обмоток переменного тока. Схема такого магнитного усилителя показана на фиг. 3.58. В положительный полупериод питающего напряжения, обозначенный на схеме условно знаками плюс и минус, проводит выпрямитель 1, а 2 заперт. В отрицательный полупериод оказывается запертым выпрямитель 1, а 2 проводит. Таким образом, в обмот-

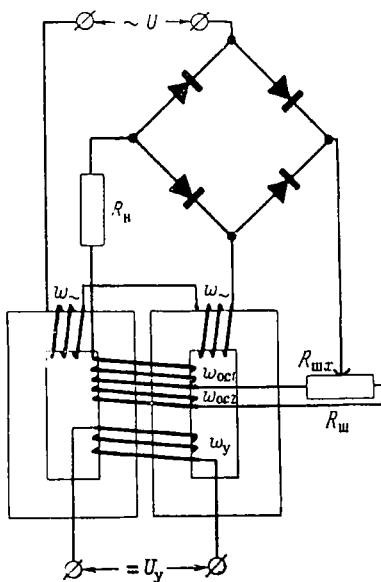
ках ω_{\sim} в сердечниках *I* и *II* протекают пульсирующие токи, создающие магнитное поле обратной связи. В нагрузке R_H протекает переменный ток.

Магнитные усилители, у которых осуществляется обратная связь таким образом, называются магнитными усилителями с внутренней обратной связью.

В схемах магнитных усилителей с внутренней и внешней обратной связью должна предусматриваться возможность изменения ко-



Фиг. 3. 58. Схема магнитного усилителя с внутренней обратной связью.



Фиг. 3. 59. Схема магнитного усилителя с возможностью изменения коэффициента обратной связи.

эффициента обратной связи. Изменить коэффициент обратной связи с целью осуществления коррекции характеристик магнитного усилителя при внешней обратной связи можно путем шунтирования части обмотки (не более 10—20%) обратной связи сопротивлением так, как это показано на фиг. 3. 59. Этот усилитель имеет две обмотки обратной связи $w_{o.c1}$ и $w_{o.c2}$, одна из которых имеет меньшее число витков и шунтируется сопротивлением $R_{ш.}$ Перемещая по сопротивлению $R_{ш.}$ движок, можно в широких пределах изменять величину тока $I_{o.c2}$ в обмотке $w_{o.c2}$ и тем самым коэффициент обратной связи. Так как коэффициент обратной связи согласно определению равен

$$k_{o.c} = \frac{I_H w_{o.c1} \pm I_{o.c2} w_{o.c2}}{I_{cp} w_{\sim}}$$

то имея в виду $I_{cp} = I_n$, а также $I_{o.c2} = I_n \frac{R_{шx}}{R_{o.c2} + R_{ш}}$, получим для $k_{o.c}$ следующее выражение:

$$k_{o.c} = \frac{w_{o.c1}}{w_{\sim}} \pm \frac{w_{o.c2}}{w_{\sim}} \frac{R_{шx}}{R_{o.c2} + R_{ш}},$$

где $R_{o.c2}$ — активное сопротивление обмотки $w_{o.c2}$;

$R_{шx}$ — часть сопротивления $R_{ш}$, которая изменяется при изменении положения движка.

В полученной формуле следует брать знак плюс при согласном включении обмоток $w_{o.c1}$ и $w_{o.c2}$ и знак минус — при встречном включении.

Изменить коэффициент обратной связи можно и путем изменения числа витков обмотки обратной связи $w_{o.c}$. В магнитных усилителях с внутренней обратной связью коэффициент обратной связи изменяют путем введения в схему магнитного усилителя дополнительной обмотки внешней обратной связи. Этот метод применяется в тех случаях, когда нагрузка включается в цепь выпрямленного тока. Если нагрузка включается в цепь переменного тока, как это имеет место, например, в схеме фиг. 3. 58, то коэффициент обратной связи изменяют путем включения сопротивления $R_{ш}$ параллельно выпрямителям 1 и 2 (фиг. 3. 58).

§ 24. Графический метод определения нагрузочной характеристики магнитного усилителя с обратной связью

Для определения нагрузочной характеристики магнитного усилителя с обратной связью может быть использован следующий графический метод.

На фиг. 3. 60 построена нагрузочная характеристика ABC для магнитного усилителя без обратной связи. Проведем прямую OD из начала координат под углом φ к оси ординат. Эта прямая представляет собой линию обратной связи и построена в соответствии с уравнением

$$H_{o.c} = k_{o.c} H_{cp}.$$

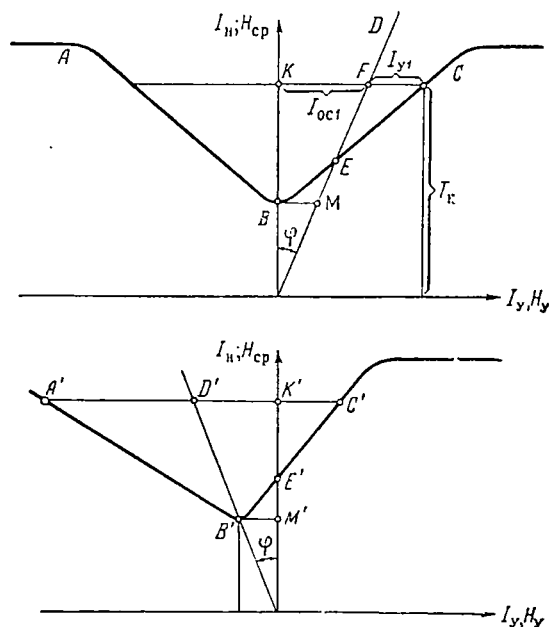
Угол наклона φ прямой OD есть

$$\varphi = \arctg k_{o.c}.$$

На основании графика можно утверждать, что для получения на выходе тока нагрузки I_n в магнитном усилителе с обратной связью прежде всего необходимо, чтобы результирующее подмагничивающее поле было пропорционально отрезку KC , который состоит из отрезка KF , пропорционального подмагничивающему полю обратной связи, и отрезка FC , пропорционального подмагничивающему полю обмотки управления. Так как нагрузочная характеристика есть

зависимость тока нагрузки от величины управляющего тока, то для построения $I_n = f(I_y)$ для магнитного усилителя с обратной связью нужно оставить ординаты графика ABC без изменения, а абсциссы определить в виде отрезков, заключенных между линией обратной связи OD и нагрузочной характеристикой ABC .

Полученная с помощью такого построения новая кривая будет являться нагрузочной характеристикой магнитного усилителя с обратной связью.



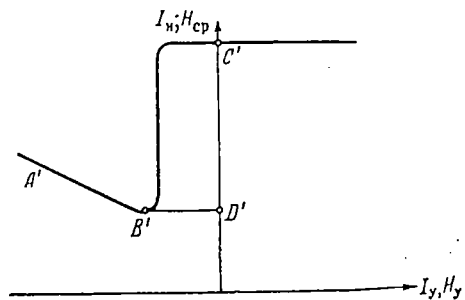
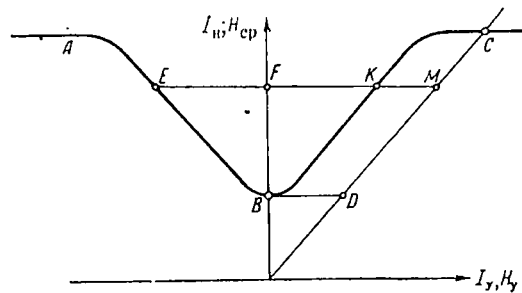
Фиг. 3.60. Графический метод определения нагрузочной характеристики магнитного усилителя с обратной связью.

указанным методом построения получим характеристику, у которой будет участок в виде вертикальной прямой (фиг. 3.61). Наличие такого участка указывает на то, что коэффициент усиления в магнитном усилителе принимает бесконечно большое значение. Это соответствует $k_{o.e} = 1$. Дальнейшее увеличение коэффициента обратной связи приводит к тому, что наклон линии обратной связи становится меньше наклона ветви нагрузочной характеристики ABC .

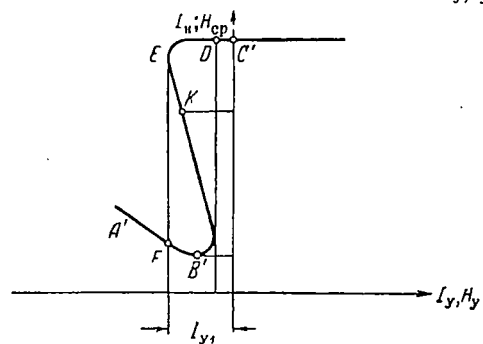
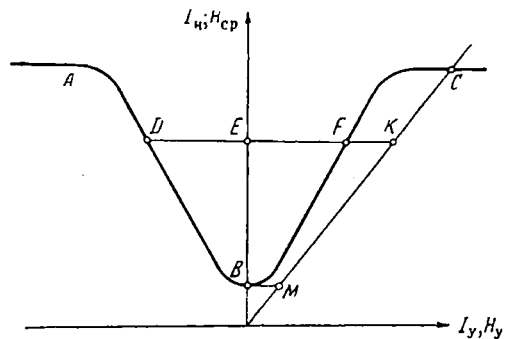
Характеристика магнитного усилителя для этого случая принимает вид фиг. 3.62. При входном сигнале, равном нулю, рабочая точка находится в положении C' на характеристике $A'B'C'$. Подача на вход отрицательного сигнала вызывает перемещение рабочей точки в направлении к точке E на характеристике $A'B'C'$. При токе управления I_{y1} рабочая точка находится в положении E . Если ток управления, протекающий в отрицательном направлении, сделать

Эта характеристика $A'B'C'$ показана на фиг. 3.60. Точка E' на кривой $A'B'C'$ соответствует току холостого хода и имеет ординату, равную ординате точки E на характеристике ABC . Прямая OD' есть линия отрицательной обратной связи, относительно которой обе ветви характеристики $A'B'C'$ симметричны, т. е. $A'D' = D'C'$.

Характеристика на фиг. 3.60 построена для коэффициента обратной связи $k_{o.e} < 1$.

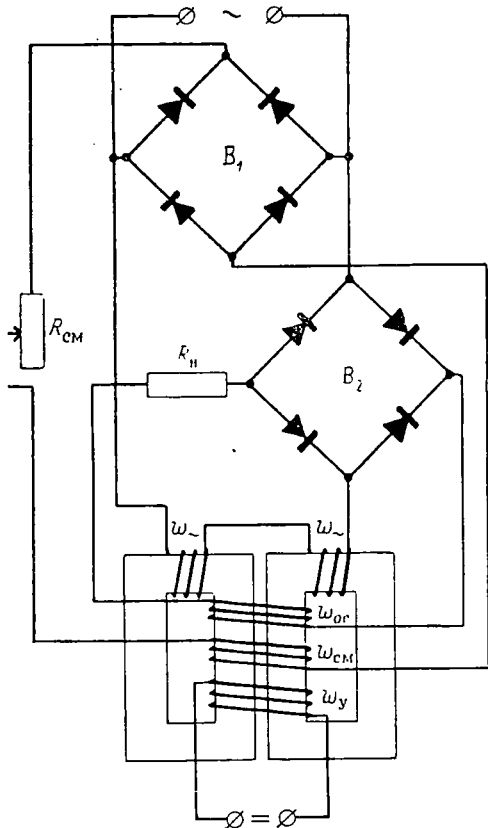


Фиг. 3. 61. Нагрузочная характеристика магнитного усилителя с коэффициентом обратной связи $k_{o.c.}=1$.



Фиг. 3. 62. Нагрузочная характеристика магнитного усилителя с коэффициентом обратной связи $k_{o.c.}>1$.

немного больше тока I_{y1} , то окажется, что ток нагрузки скачкообразно уменьшается от величины, отвечающей точке E , до величины, отвечающей точке F . При этом ток нагрузки будет изменяться по кривой $EKB'F$, являющейся участком характеристики $A'B'C'$. Дальнейшее увеличение тока I_y в отрицательном направлении соответствует плавному изменению тока нагрузки в соответствии с кривой $A'F$. Обратное изменение входного сигнала, т. е. уменьшение его, вызывает изменение тока нагрузки по кривой $A'FB'$ до точки B' , после чего незначительное уменьшение управляющего тока относительно точки B' вызывает скачкообразный переход рабочей точки по кривой $B'KED$ в положение D . Дальнейшее уменьшение тока управления соответствует движению рабочей точки по кривой DC' .



Фиг. 3. 63. Схема магнитного усилителя с обратной связью и дополнительным подмагничиванием.

переменным током, так и постоянным. Однако наибольшее распространение получил способ, при котором смещение достигается при питании обмоток постоянным током.

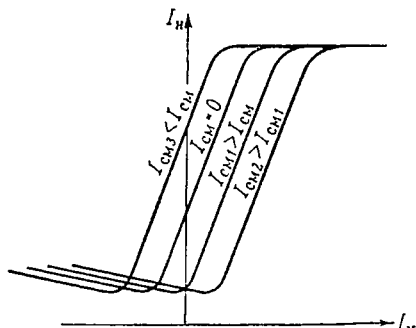
Описанный режим работы магнитного усилителя называется релейным. Следует иметь в виду, что скачкообразные изменения тока нагрузки практически осуществляются в течение конечных промежутков времени, хотя и очень малых.

§ 25. Назначение обмоток смещения

Введение обратной связи, как мы видим, увеличивает ток холостого хода, который может принимать достаточно большие значения. С целью уменьшения тока холостого хода и выбора нужного рабочего участка на нагрузочной характеристике в схеме магнитного усилителя предусматривают специальные обмотки, которые называются обмотками смещения и предназначаются для смещения нагрузочной характеристики вдоль оси абсцисс. Обмотки смещения могут питаться как

На фиг. 3. 63 показан магнитный усилитель, имеющий обмотку смещения $w_{см}$, которая питается постоянным током от того же источника питания через выпрямитель B_1 . Последовательно с обмоткой смещения $w_{см}$ включено переменное сопротивление $R_{см}$, при помощи которого можно изменять величину тока смещения $I_{см}$ и тем самым перемещать нагрузочную характеристику вдоль оси абсцисс на нужную величину.

Если магнитное поле дополнительного подмагничивания или магнитное поле, создаваемое обмоткой смещения, увеличивает результирующее подмагничивающее поле, то нагрузочная характеристика перемещается влево от оси ординат. При изменении направления тока смещения дополнительное подмагничивание оказывает обратное действие и нагрузочная характеристика перемещается вправо от оси ординат (фиг. 3. 64).



Фиг. 3. 64. Семейство нагрузочных характеристик магнитного усилителя с дополнительным подмагничиванием при различных токах смещения.

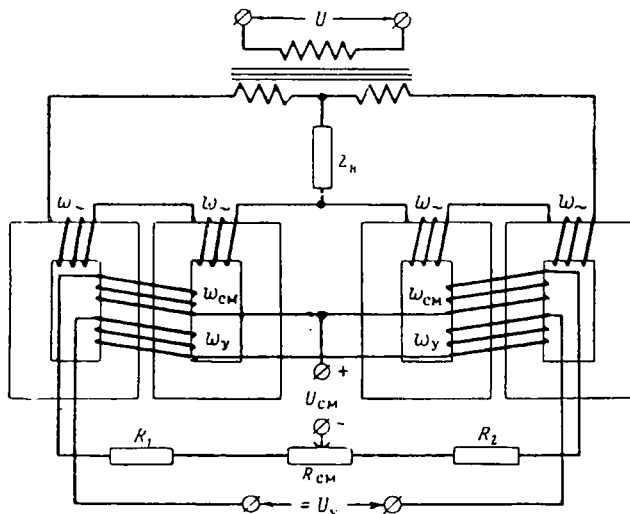
§ 26. Применение двухтактных магнитных усилителей

Рассмотренные в предыдущих параграфах однотактные магнитные усилители имеют нагрузочные характеристики, которые не позволяют иметь на выходе сигнал, зависящий от направления тока в управляющих обмотках. Это значит, что при изменении полярности входного сигнала ток нагрузки в однотактном магнитном усилителе не изменяет своего направления или фазы. Между тем во многих случаях от магнитного усилителя требуется такая нагрузочная характеристика, которая позволила бы осуществлять реверс выходного сигнала при изменении полярности напряжения на обмотках управления. Если, например, магнитный усилитель используется для управления двигателем постоянного тока, то для изменения направления вращения двигателя нужно, чтобы ток нагрузки магнитного усилителя в случае изменения полярности входного сигнала менял свое направление на противоположное. При применении магнитного усилителя для управления двухфазным асинхронным двигателем ток нагрузки должен изменять свою фазу на 180° при смене полярности на входе.

Для осуществления реверса выходного сигнала магнитного усилителя нужно, чтобы его нагрузочная характеристика проходила через нуль. Такой нагрузочной характеристикой обладает двухтактный магнитный усилитель, схема которого приведена на фиг. 3. 65. Этот магнитный усилитель имеет выход на несущей частоте и состоит из двух однотактных усилителей, включенных по дифферен-

циальной схеме. Каждый из однотактных усилителей имеет нагрузочную характеристику, смещенную относительно оси ординат приблизительно до середины рабочего участка. Подобное смещение достигается соответствующим включением обмоток смещения $w_{см}$ и обмоток управления w_y , при котором в одном усилителе подмагничивающие поля, созданные обмотками $w_{см}$ и w_y , совпадают по направлению, а в другом усилителе имеют противоположное направление.

Благодаря этому ток управления увеличивает выходной сигнал в одном усилителе и уменьшает в другом. Очевидно, результирующе-



Фиг. 3.65. Схема двухтактного магнитного усилителя.

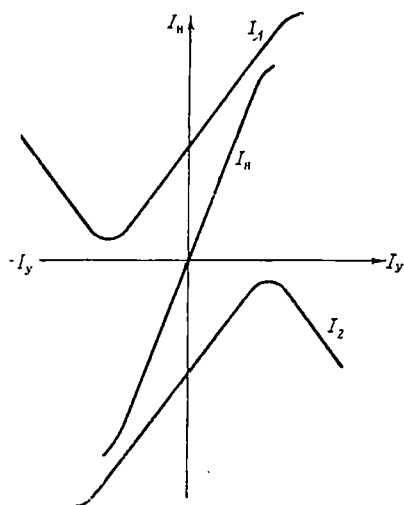
щая характеристика двухтактного магнитного усилителя может быть найдена путем определения разности $I_{н} = I_1 - I_2$ (фиг. 3.66). Переход результирующей характеристики через нуль говорит о том, что при изменении полярности входного сигнала фаза выходного сигнала (тока нагрузки) изменяется на 180° . Включенные в схему сопротивления R_1 , R_2 и $R_{см}$ служат для балансировки магнитного усилителя, которая заключается в том, чтобы результирующая характеристика проходила через начало координат.

Из схемы дифференциального магнитного усилителя (фиг. 3.65) следует, что каждая пара сердечников левой и правой частей схемы может быть заменена одним трехстержневым сердечником, что упрощает конструкцию магнитного усилителя. На фиг. 3.67 приводится магнитный усилитель дифференциального типа с трехстержневыми сердечниками. Принцип работы его ничем не отличается от схемы фиг. 3.65.

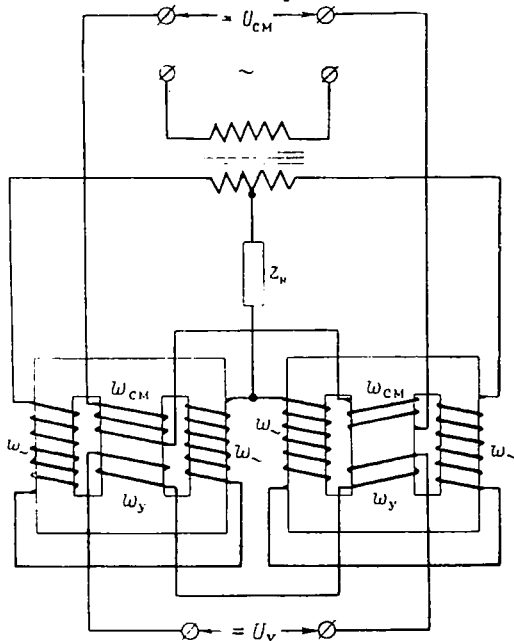
Дифференциальную схему магнитного усилителя можно еще более упростить, если исключить из нее трансформатор. Однако в этом

случае обмотки переменного тока соединяются не последовательно, а образуют мостовую схему, показанную на фиг. 3. 68. Двухтактные магнитные усилители такого типа называются мостовыми. Каждое плечо моста образовано одной из обмоток переменного тока, причем в противоположных плечах находятся обмотки, расположенные на одном сердечнике.

При отсутствии входного сигнала мост уравновешен и выходное напряжение на на-



Фиг. 3. 66. Нагрузочная характеристика двухтактного магнитного усилителя.



Фиг. 3. 67. Схема дифференциального магнитного усилителя с трехсердечными сердечниками.

грузке Z_n равно нулю. В случае подачи входного сигнала равновесие моста нарушается, так как в одной паре противоположных плеч индуктивность уменьшается, а в другой — увеличивается. На нагрузке появляется напряжение, фаза которого будет определяться полярностью входного сигнала U_y .

Так же, как и в схеме фиг. 3. 65, в мостовой схеме в одном из сердечников магнитные поля обмотки смещения и обмотки управления действуют встречно, а во втором — согласно.

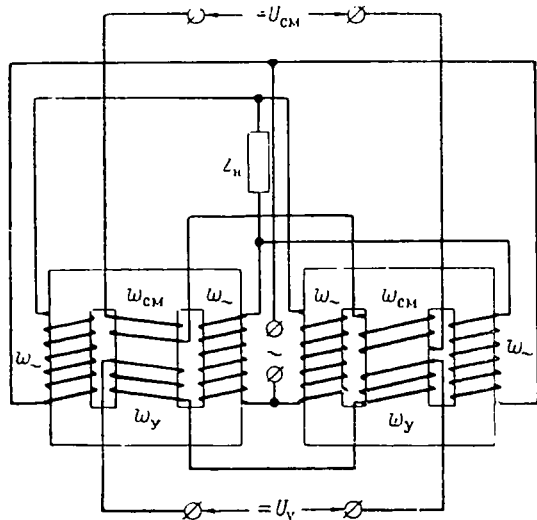
Мостовая схема магнитного усилителя находит применение в тех случаях, когда необходимо получить выходной сигнал переменного тока и когда магнитный усилитель может не иметь обратной связи.

Согласно схеме фиг. 3. 68 выходное напряжение мостового магнитного усилителя меньше напряжения источника питания. Поэтому мостовую схему можно применять в тех случаях, когда выходное напряжение не превышает напряжения источника питания. Обычно

применение мостовой схемы считается целесообразным, если выходное напряжение в 1,3—1,5 раза меньше напряжения источника питания.

Часто от магнитного усилителя нужно получить выходное напряжение, превышающее напряжение источника питания или значительно меньшее его. В этих случаях обычно применяют трансформаторные схемы двухтактных магнитных усилителей.

На фиг. 3.69 представлена трансформаторная схема магнитного усилителя, собранного на трехсердечных сердечниках при дифференциальном включении выходных обмоток переменного тока $\omega_2 \sim$.



Фиг. 3.68. Схема двухтактного мостового магнитного усилителя.

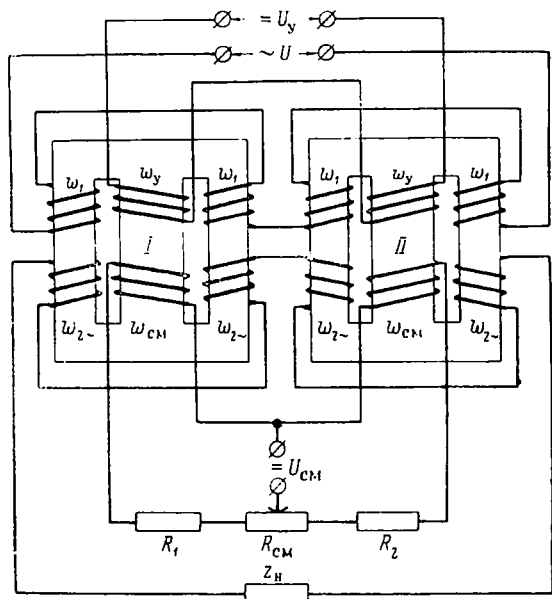
приходится одно и то же падение напряжения. Так как пара обмоток $\omega_2 \sim$ в сердечнике I включена встречно по отношению к паре обмоток $\omega_2 \sim$ на сердечнике II, то, очевидно, в каждой из указанных пар обмоток $\omega_2 \sim$ наведенные электродвижущие силы, равные по величине, будут действовать встречно. Вследствие этого тока в цепи нагрузки не будет.

Если входной сигнал U_y отличен от нуля, то в сердечниках I и II создаются разные подмагничивающие поля, так как в сердечнике I поле смещения совпадает по направлению с полем обмотки управления, а в сердечнике II эти поля направлены встречно. При этих условиях сопротивление обмоток ω_1 в сердечнике I не будет равно сопротивлению обмоток ω_1 в сердечнике II, что вызовет перераспределение падения напряжения на обмотках ω_1 в первичной цепи, и нарушит равенство (по величине) э. д. с. в обмотках $\omega_2 \sim$ во вторичной цепи. В нагрузке появится ток I_n , величина и фаза которого будут зависеть от величины входного сигнала U_y и его полярности соответственно.

В этом усилителе первичные обмотки ω_1 , соединенные последовательно и согласно, подключаются к источнику питания переменного тока с напряжением U . Вторичные обмотки $\omega_2 \sim$, являющиеся выходными, включены встречно и являются источником питания для нагрузки Z_n (выход). При входном сигнале, равном нулю, сопротивление первичных обмоток ω_1 на сердечниках I и II одинаково, и, следовательно, на каждую пару обмоток ω_1

По схеме фиг. 3. 69 видно, что выходное напряжение может быть сделано любым путем соответствующего выбора числа витков $\omega_2 \sim$.

По сравнению с мостовой схемой трансформаторная схема обладает недостатками. Потери в обмотках переменного тока в трансформаторной схеме выше, соответственно меньше и к. п. д. В трансформаторной схеме труднее осуществить обратную связь.

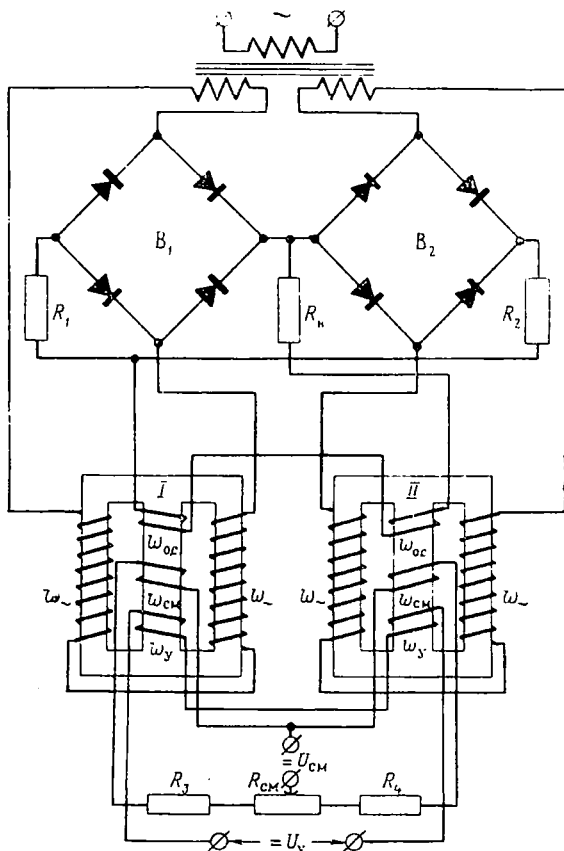


Фиг. 3. 69. Схема трансформаторного магнитного усилителя.

Если приемники электрической энергии, управляемые при помощи магнитного усилителя, нуждаются в выпрямленном токе, то магнитные усилители делаются с выходом на постоянном токе. На фиг. 3. 70 показан двухтактный магнитный усилитель, предназначенный для управления некоторой нагрузкой R_n , питаемой постоянным током. Магнитный усилитель состоит из двух трехстержневых сердечников, имеет положительную обратную связь и дополнительное подмагничивание, осуществляемое при помощи обмоток смещения. Когда входной сигнал U_y равен нулю, обмотки переменного тока ω в сердечниках I и II имеют одинаковое сопротивление, вследствие чего по нагрузке R_n протекают равные, но противоположно направленные постоянные токи I_1 и I_2 . Ток нагрузки $I_n = I_1 - I_2$ в этом случае равен нулю. При подаче входного сигнала $U_y \neq 0$ один из сердечников намагничивается сильнее, а другой в меньшей степени, ибо в одном из них поле смещения и поле управления действуют в одном направлении, а в другом — встречно. Это приводит к нарушению

равенства токов в обмотках ω_{\sim} в сердечниках I и II, а также токов I_1 и I_2 в нагрузке R_n .

Ток нагрузки I_n не будет равен нулю, и его направление будет определяться направлением большего из токов I_1 ; I_2 . Изменение полярности входного сигнала вызовет изменение направления тока нагрузки. Нужно заметить, что схема магнитного усилителя фиг. 3.70 обладает недостатком, который заключается в том, что



Фиг. 3.70. Схема двухтактного магнитного усилителя с выходом на постоянном токе.

часть выходного тока одного из усилителей может замыкаться через выпрямитель другого усилителя, минуя сопротивление нагрузки. Этот недостаток сказывается на уменьшении тока нагрузки и частично может быть устранен включением балластных сопротивлений R_1 и R_2 , ограничивающих величину тока, замыкающегося через выпрямители B_1 или B_2 .

В соответствии с рассмотренным принципом действия схемы фиг. 3.70 при отсутствии сигнала на входе ток в нагрузке, а следо-

вательно, и ток в обмотках обратной связи $\omega_{o.c}$, включенных последовательно с сопротивлением нагрузки R_n , равны нулю. Это положительно сказывается на стабильности «нуля» и расширяет диапазон возможного усиления маломощных сигналов. Схема фиг. 3.70 позволяет усиливать сигналы постоянного тока мощностью в $10^{-12} \div 10^{-11}$ вт; применяется в тех случаях, когда мощность нагрузки небольшая.

§ 27. Передаточная функция магнитного усилителя

Магнитные усилители обладают инерционностью, и в силу этого всякое изменение входного сигнала сопровождается соответствующим изменением тока нагрузки, смещенным во времени в сторону отставания.

Подобное запаздывание в изменениях выходного сигнала магнитного усилителя имеет большое значение в системах автоматического регулирования, управления, в следящих системах, где магнитные усилители могут применяться в качестве усилительного или управляющего элемента. Для полной оценки магнитного усилителя как динамического звена необходимо знать не только его статические характеристики, но и динамические.

Для оценки динамических характеристик нужно знать уравнение динамики магнитного усилителя, устанавливающее связь между входным сигналом U_y и током нагрузки.

Можно показать, что физические процессы в магнитном усилителе с обратной связью описываются следующим уравнением:

$$U_y = R_y \frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} (1 - k_{o.c}) I_n + R_y \frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} \frac{k_p}{4f} (1 - k_{o.c})^2 \frac{dI_n}{dt}, \quad (3.107)$$

которое справедливо для усредненных значений токов и предполагает, что зависимость между током нагрузки и током управления как в статике, так и в динамике сохраняется одной и той же. Кроме того, уравнение (3.107) справедливо для случая, когда напряжение источника питания остается постоянным по амплитуде.

Уравнение (3.107) можно переписать в виде

$$KU_y = I_n + T \frac{dI_n}{dt}, \quad (3.108)$$

где $K = \frac{1}{R_y \frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} (1 - k_{o.c})}$ — передаточный коэффициент;

$T = \frac{k_p}{4f} (1 - k_{o.c})$ — постоянная времени магнитного усилителя;

f — частота источника питания.

Записав выражение (3.108) в операторном виде, а затем определив отношение $I_{\text{н}}/U_y$, найдем передаточную функцию магнитного усилителя с обратной связью при активной нагрузке:

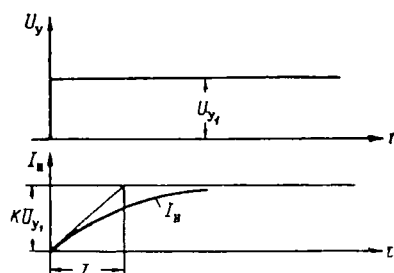
$$W(p) = \frac{I_{\text{н}}}{U_y} = \frac{K}{1 + T p}, \quad (3.109)$$

где p — оператор, обозначающий операцию дифференцирования d/dt .

Передаточная функция показывает, что магнитный усилитель с обратной связью и активной нагрузкой является аperiodическим звеном. Передаточная функция позволяет определить переходный процесс в магнитном усилителе при любом воздействии на входе. В частном случае, при скачкообразном изменении входного сигнала, т. е. при

$$U_y = U_{y1} \quad \text{для } t > 0,$$

$$U_y = 0 \quad \text{для } t \leq 0,$$



переходный процесс является экспоненциальной функцией времени (фиг. 3.71) и определяется выражением

$$I_{\text{н}} = K U_{y1} (1 - e^{-t/T}). \quad (3.110)$$

Фиг. 3. 71. Переходный процесс в магнитном усилителе.

Передаточная функция (3.109) дает возможность определить частотные характеристики магнитного усилителя, если вместо p подставить величину $j\Omega$:

$$W(j\Omega) = \frac{K}{1 + j\Omega T}. \quad (3.111)$$

Уравнение (3.111) есть выражение амплитудно-фазовой характеристики магнитного усилителя. Представив (3.111) в виде

$$W(j\Omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + \Omega^2 T^2}} e^{-j \arctan \Omega T}, \quad (3.112)$$

получим возможность найти отдельно выражение амплитудно-частотной характеристики:

$$A(\Omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + \Omega^2 T^2}} \quad (3.113)$$

и фазо-частотной характеристики магнитного усилителя:

$$\varphi(\Omega) = -\arctan \Omega T. \quad (3.114)$$

Если входной сигнал представляет собой гармоническую функцию времени, то, как это следует из уравнений (3.113) и (3.114),

на выходе также устанавливаются гармонические колебания с той же частотой, но с другой амплитудой и фазой. Амплитуда выходных колебаний по мере увеличения частоты Ω уменьшается, а фаза приближается к $-\pi/2$.

Заметим, что передаточная функция (3.109) дает возможность представить магнитный усилитель с обратной связью и активной нагрузкой в виде структурной схемы. Для этого подставим в (3.109) определенные выше передаточный коэффициент K и постоянную времени T , а также коэффициент усиления по мощности k_p и преобразуем полученное уравнение к виду

$$W(p) = \frac{W_1(p) \cdot W_2(p)}{1 - W_1(p) W_2(p) W_3(p)}, \quad (3.115)$$

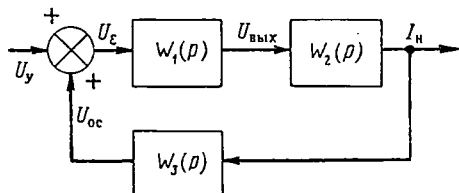
где

$$W_1(p) = \frac{\frac{R_H}{R_y} \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}}{1 + \frac{1}{4f} \frac{R_H}{R_y} \left(\frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}\right)^2 p}; \quad (3.116)$$

$$W_2(p) = \frac{1}{R_H}; \quad (3.117)$$

$$W_3(p) = R_y \frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} k_{o.c.} \quad (3.118)$$

Выражение (3.115) соответствует структурной схеме, изображенной на фиг. 3.72. В прямой цепи структурной схемы включена передаточная функция магнитного усилителя без обратной связи $W_1(p)$ и передаточная функция цепи нагрузки $W_2(p)$. В обратной связи структурной схемы включена передаточная функция цепи обратной связи $W_3(p)$. Знак минус в знаменателе уравнения (3.115) указывает на наличие положительной обратной связи, и в соответствии с этим в структурной схеме на элементе сравнения складываются сигналы U_y и U_{oc} , образуя сигнал U_{Σ} .



Фиг. 3.72. Структурная схема магнитного усилителя.

§ 28. Постоянная времени магнитного усилителя

В предыдущем параграфе было показано, что постоянная времени T определяется выражением

$$T = \frac{k_p}{4f} (1 - k_{o.c.}), \quad (3.119)$$

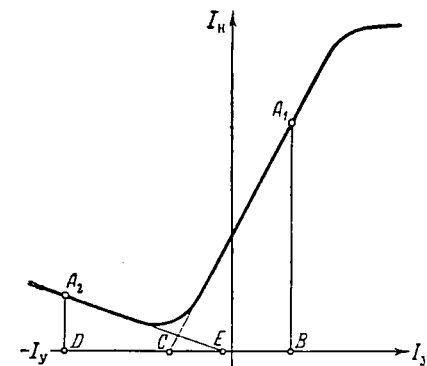
которое может быть преобразовано с учетом уравнений (3.104) и (3.106) к виду

$$T = \frac{1}{4f} \frac{R_H}{R_Y} \left(\frac{\omega_Y}{\omega_{\sim}} \right) \frac{\Delta I_H}{\Delta I_Y}. \quad (3.120)$$

Постоянная времени, как это видно из полученного уравнения, легко определяется графическим путем по нагрузочной характеристике магнитного усилителя с обратной связью как тангенс угла наклона в какой-либо ее точке. Если, например, требуется определить постоянную времени в окрестности точки A_1 на положительной ветви нагрузочной характеристики (фиг. 3.73), то необходимо через точку A_1 провести касательную, а затем составить отношение отрезков A_1B/BC и полученный результат умножить на величину

$\frac{1}{4f} \frac{R_H}{R_Y} \left(\frac{\omega_Y}{\omega_{\sim}} \right)$. Таким же путем определяется постоянная времени и для отрицательной ветви, например, в окрестности точки A_2 .

На основании структурной схемы фиг. 3.72, графического определения постоянной времени, формулы (3.119) можно утверждать, что введение положительной обратной связи увеличивает постоянную времени магнитного усилителя, а введение отрицательной обратной связи — уменьшает.



Фиг. 3.73. Определение постоянной времени по нагрузочной характеристике.

Согласно уравнению (3.119), написанному в предположении существования положительной обратной связи, увеличение коэффициента обратной связи уменьшает сомножитель $(1 - k_{o.c.})$ и, следовательно, уменьшает T . Однако увеличение коэффициента обратной связи сказывается и на величине коэффициента усиления по мощности K_p , увеличение которого при этом в соответствии с выражением (3.106) идет быстрее, чем уменьшение сомножителя $(1 - k_{o.c.})$. Поэтому совместное изменение сомножителей K_p и $1 - k_{o.c.}$ в уравнении (3.119) при увеличении $k_{o.c.}$ сказывается на постоянной времени T так, что она увеличивается. Если же наложить ограничение на коэффициент усиления по мощности K_p и считать, что он в процессе изменения коэффициента обратной связи остается неизменным, то можно утверждать, что введение положительной обратной связи при этих условиях уменьшает инерционность магнитного усилителя.

Инерционность магнитного усилителя снижается, если при заданном коэффициенте усиления по мощности K_p использовать несколько каскадов усиления.

Считая, что двухкаскадный магнитный усилитель имеет по первому каскаду коэффициент усиления K_{p1} , а по второму — K_{p2} , при общем заданном коэффициенте усиления по мощности $K_p = K_{p1}K_{p2}$ получим, используя уравнение (3.119), постоянную времени для первого каскада:

$$T_1 = \frac{K_{p1}}{4f} (1 - k_{o.c.}) \quad (3.121)$$

и постоянную времени для второго каскада:

$$T_2 = \frac{K_{p2}}{4f} (1 - k_{o.c.}). \quad (3.122)$$

Можно считать, что общая постоянная времени двухкаскадного усилителя определяется суммой

$$T_1 + T_2 = \frac{1 - k_{o.c.}}{4f} (K_{p1} + K_{p2}). \quad (3.123)$$

Разделив уравнение (3.119), которое в данном случае определяет постоянную времени T однокаскадного усилителя при том же K_p , на (3.123), найдем

$$\frac{T}{T_1 + T_2} = \frac{K_p}{K_{p1} + K_{p2}}. \quad (3.124)$$

Так как $K_{p1} \gg 1$ и $K_{p2} \gg 1$, а $K_p = K_{p1}K_{p2}$, то, очевидно, отношение $\frac{T}{T_1 + T_2} > 1$, и, следовательно, постоянная времени однокаскадного усилителя больше постоянной времени двухкаскадного усилителя при заданном K_p .

Постоянная времени магнитного усилителя может быть снижена за счет введения дополнительной скоростной обратной связи, формирующей сигнал, пропорциональный скорости изменения выходного сигнала магнитного усилителя. Для этого необходимо, чтобы передаточная функция цепи обратной связи в структурной схеме магнитного усилителя на фиг. 3.72 определялась выражением

$$W_3(p) = K_3(1 + T_{o.c.}p),$$

которое может быть осуществлено в некотором диапазоне частот с помощью пассивных дифференцирующих контуров, состоящих из R и C .

Принимая для простоты

$$W_1(p) = \frac{K_1}{1 + T_p p};$$

$$W_2(p) = K_2,$$

получим передаточную функцию магнитного усилителя согласно структурной схеме фиг. 3.72 в виде

$$W(p) = \frac{K_1 K_2}{(1 - K_1 K_2 K_3) \left(1 + \frac{T - K_1 K_2 K_3 T_{0.c}}{1 - K_1 K_2 K_3} p \right)}. \quad (3.125)$$

Коэффициент, стоящий перед p в (3.125), соответствует новой постоянной времени, которая может быть сделана меньше T нужным выбором величины $T_{0.c}$.

В. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Регулировать скорость двигателя можно при помощи генератора, если цель возбуждения генератора, предназначенного для питания двигателя постоянного тока, включена на выход устройства, позволяющего управлять током возбуждения. Управляемый генератор позволяет иметь высокий коэффициент усиления по мощности и поэтому, как правило, находит применение в мощных следящих системах.

В качестве управляемого генератора в современных следящих системах находит широкое применение электромашинный усилитель (ЭМУ) с продольно-поперечным возбуждением. Основными положительными свойствами электромашинного усилителя являются большой коэффициент усиления по мощности при незначительной мощности, затрачиваемой в цепи управления и измеряемой долями ватта. Электромашинный усилитель обладает более высоким быстродействием по сравнению с обычным генератором постоянного тока, позволяет весьма простым путем суммировать сигналы, что особенно важно в тех случаях, когда машина подвергается нескольким воздействиям одновременно. Электромашинный усилитель имеет почти линейную зависимость выходного напряжения от тока управления в широких пределах, что обеспечивает усиление сигналов с очень малыми искажениями. Внешняя характеристика (зависимость выходного напряжения от тока нагрузки при постоянном токе управления) электромашинного усилителя может быть получена любой в зависимости от требований, которые предъявляются к машине как элементу системы регулирования. Необходимую внешнюю характеристику получают весьма просто путем изменения степени компенсации.

Недостатками электромашинного усилителя являются необходимость в специальных мерах по улучшению коммутации, возможность изменения переходного сопротивления в поперечной цепи и, как результат, возможность изменения электродвижущей силы в продольной цепи при одних и тех же значениях скорости вращения и тока управления. Электромашинный усилитель обладает большой инерционностью по сравнению с электронными усилителями, боль-

шим весом и габаритами (на 20—30%) по сравнению с обычными генераторами постоянного тока равной мощности и имеет большую стоимость в том же сравнении.

§ 29. Принцип действия и конструкция электромашинного усилителя

Электромашинный усилитель представляет собой генератор постоянного тока, ротор которого вращается двигателем постоянного или переменного тока. Электромашинные усилители небольшой мощности (до 1—3 *квт*) имеют в одном корпусе генератор и приводной двигатель с общим валом. Конструктивной особенностью электромашинного усилителя по сравнению с обычным генератором является то, что ЭМУ имеет два неявно выраженных полюса, которые значительно шире полюсов обычной машины, что необходимо для создания одинаковой проводимости по продольной и поперечной осям.

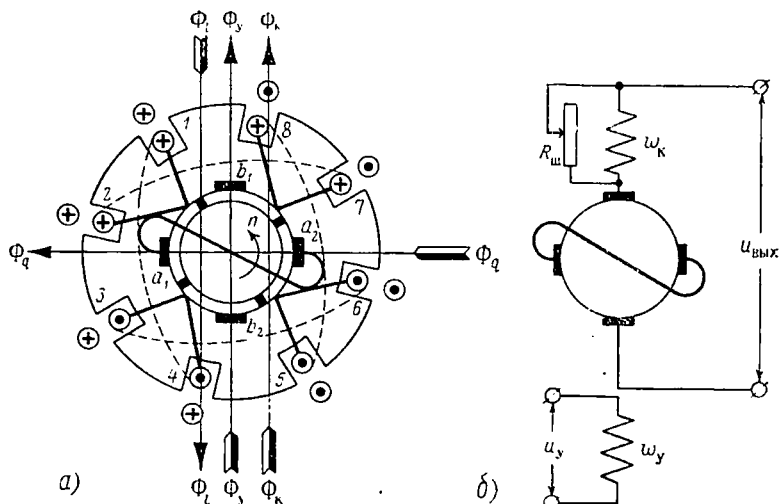
В пазах полюсов располагаются обмотки возбуждения, число которых в основных типах ЭМУ равняется двум: компенсационная обмотка и обмотка дополнительных полюсов. Обмотки возбуждения, называемые обмотками управления, имеют небольшое число витков, но с большим сопротивлением для уменьшения постоянной времени в цепи управления. Статор электромашинного усилителя набирается из тонких стальных штампованных листов для уменьшения вихревых токов.

Ротор электромашинного усилителя такой же, как и у обычных генераторов постоянного тока. Коллектор ЭМУ имеет две пары щеток, одна из которых расположена на нейтральной линии, а другая в перпендикулярном направлении. Щетки на нейтральной линии называются поперечными и замкнуты накоротко. Ко второй паре щеток подключается внешняя цепь. Поперечное сечение проводов обмотки якоря больше сечения проводов обмотки якоря обычных машин, так как в якорной обмотке ЭМУ могут протекать токи поперечной и продольной цепи электромашинного усилителя. Зазор между ротором и статором делается небольшим и достигает 0,2—0,3 *мм*.

На фиг. 3.74 приведена упрощенная схема электромашинного усилителя, при помощи которой легко уяснить принцип работы машины. Если к обмотке управления w_y (фиг. 3.74, б) подвести некоторый сигнал в виде напряжения постоянного тока u_y , то возникнет поток возбуждения Φ_y (фиг. 3.74, а). При вращении якоря в этом потоке с постоянной скоростью n в якорной обмотке наводится небольшая э. д. с., которая в цепи короткозамкнутых щеток состоит из суммы электродвижущих сил отдельных проводников.

При принятом направлении потока возбуждения Φ_y и направлении вращения знак электродвижущих сил в отдельных проводах будет определяться направлением тока в них, который в проводах

1, 2, 7, 8, расположенных в верхней части якорной обмотки, будет направлен за плоскость рисунка, а в проводках 3, 4, 5, 6 — выходить из-за плоскости на нас. Вследствие того, что поперечные щетки a_1 — a_2 замкнуты накоротко, в поперечной цепи возникает достаточно большой ток. Этот ток образует поперечный поток Φ_a , который сдвинут в пространстве на 90° относительно управляющего потока и остается неподвижным, хотя якорь ЭМУ вращается. Неподвижный поперечный поток во вращающейся якорной обмотке наводит э. д. с., направление которой в каждом из проводников показано во



Фиг. 3.74. Электромашинный усилитель.

внешних кружках на фиг. 3.74, а. Электродвижущая сила, действующая вдоль продольной оси и снимаемая с рабочих щеток b_1 — b_2 , так же как и в случае поперечной цепи, состоит из суммы электродвижущих сил отдельных проводников. После подключения к рабочим щеткам b_1 — b_2 нагрузки в продольной цепи возникают ток и продольный поток реакции якоря, который повернут относительно поперечного потока на 90° и действует навстречу потоку управления Φ_y . Следовательно, поток реакции якоря Φ_l размагничивает машину, что создает условия, когда возбуждение машины становится невозможным. Для устранения размагничивающего действия потока реакции якоря в ЭМУ предусматривается компенсационная обмотка ω_k , которая включается последовательно с обмоткой якоря в цепи рабочих щеток b_1 — b_2 .

Компенсационную обмотку включают так, чтобы протекающий по ней ток нагрузки создавал компенсационный поток Φ_k , направленный против потока реакции якоря Φ_l . Когда поток Φ_k равен потоку Φ_l , то машина полностью скомпенсирована. Если поток компенсационной обмотки Φ_k меньше потока продольной реакции

якоря Φ_I , то машина работает в недокомпенсированном режиме. В случае $\Phi_k > \Phi_I$ электромашинный усилитель перекомпенсирован. Чтобы было возможно изменять величину потока Φ_k и устанавливать нужный режим работы электромашинного усилителя, компенсационную обмотку шунтируют переменным сопротивлением $R_{ш}$.

Таким образом, в электромашинном усилителе мощность усиливается в две ступени. Первая ступень — от обмотки управления до поперечной цепи. Вторая ступень — от поперечной цепи до продольной. Каждая ступень усиливает мощность приблизительно в 60—100 раз, и, следовательно, полное усиление мощности, которое дает электромашинный усилитель, достигает 10 000 и выше.

Использование для возбуждения электромашинного усилителя потока управления и поперечного потока является существенным отличием электрических машин с поперечным полем от обычных машин.

§ 30. Статические характеристики ЭМУ

Статическими характеристиками электромашинного усилителя являются характеристика холостого хода, или зависимость электродвижущей силы, действующей между щетками $b_1—b_2$ в продольной оси, от величины тока управления, и внешняя характеристика ЭМУ, дающая зависимость выходного напряжения от тока нагрузки при постоянном токе управления.

Считая, что ток в обмотке управления ω_y создает магнитный поток

$$\Phi_y = c_1 \omega_y I_y,$$

а на поперечных щетках $a_1—a_2$ вследствие вращения якоря в поле Φ_y возникает электродвижущая сила E_q , пропорциональная угловой скорости вращения Ω и потоку управления Φ_y ,

$$E_q = k \Phi_y \Omega,$$

получим для поперечного потока Φ_q следующее выражение:

$$\Phi_q = c_2 \omega_n \frac{E_q}{R_q},$$

где R_q — сопротивление поперечной цепи;

ω_n — число витков обмотки якоря;

c_2 — коэффициент пропорциональности.

Вращение якоря в поле потока Φ_q обуславливает появление электродвижущей силы E_I на продольных щетках $b_1—b_2$:

$$E_I = k \Phi_q \Omega$$

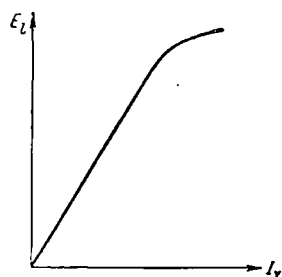
или

$$E_I = k^2 c_1 c_2 \omega_y \omega_n \frac{1}{R_q} \Omega^2 I_y. \quad (3.126)$$

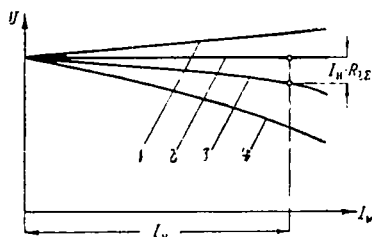
Формула (3.126) справедлива при условии, когда магнитная система электромашинного усилителя не насыщена. Уравнение

(3.126) дает связь между электродвижущей силой E_l и током управления I_y на холостом ходу и поэтому является выражением характеристики холостого хода. На фиг. 3.75 показана характеристика холостого хода, линейная часть которой соответствует уравнению (3.126). Искривление характеристики при больших значениях тока управления соответствует переходу машины в режим насыщения.

Формула (3.126) показывает, что для изменения полярности выходного напряжения необходимо изменить направление протекания тока I_y в обмотке управления.



Фиг. 3.75. Характеристика холостого хода электромашинного усилителя.



Фиг. 3.76. Внешние характеристики электромашинного усилителя.

Внешняя характеристика электромашинного усилителя может быть построена в соответствии с уравнением

$$U = E_l - I_n R_{lз}, \quad (3.127)$$

где U — выходное напряжение ЭМУ;

I_n — ток нагрузки;

$R_{lз}$ — сопротивление продольной цепи, состоящее из сопротивления обмотки якоря, переходного сопротивления щеток, сопротивления компенсационной обмотки вместе с $R_{ш}$

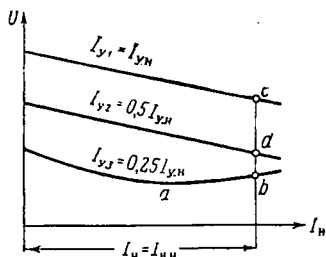
На фиг. 3.76 приведены внешние характеристики для различной степени компенсации. В случае полной компенсации, когда поток компенсационной обмотки равен потоку продольной реакции якоря, внешняя характеристика является падающей кривой (кривая 3 на фиг. 3.76) за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении ЭМУ в продольной цепи $R_{lз}$. При недокомпенсации внешняя характеристика падает под большим углом по сравнению с кривой 3 (кривая 4 на фиг. 3.76). Перекомпенсированный режим может дать такую внешнюю характеристику (кривая 2 на фиг. 3.76), когда напряжение U будет оставаться постоянным независимо от тока нагрузки. Большая степень перекомпенсации дает характеристику 1, соответствующую возрастанию выходного напряжения при увеличении тока нагрузки.

Действие компенсационной обмотки можно рассматривать как внутреннюю обратную связь в электромашинном усилителе. При перекомпенсации, когда поток компенсационной обмотки больше потока продольной реакции якоря, действует положительная обратная связь, так как излишек компенсационного потока, направленного согласно с потоком управления, увеличивает входной сигнал. При недокомпенсации поток компенсационной обмотки меньше потока реакции якоря, вследствие чего излишек последнего потока уменьшает входной сигнал, что соответствует отрицательной обратной связи.

Положительная обратная связь или режим перекомпенсации в ЭМУ могут привести к неустойчивой работе и самовозбуждению электромашинного усилителя. Это сопровождается переходом машины в режим насыщения, потерей управляемости и значительной перегрузкой. Поэтому для нормальной работы необходимо, чтобы внешние характеристики электромашинного усилителя были падающими при любых величинах тока управления в пределах от нуля до максимального значения. Может оказаться, что электромашинный усилитель при номинальном токе управления имеет падающую внешнюю характеристику, соответствующую некоторой степени недокомпенсации, а при меньших значениях тока управления при номинальном токе нагрузки переходит в режим перекомпенсации.

Отвечающие этому случаю внешние характеристики показаны на фиг. 3.77. Такие характеристики с изменяющейся степенью компенсации в зависимости от режима работы электромашинного усилителя могут получиться только в том случае, когда при номинальном режиме работы ЭМУ магнитная система машины находится в состоянии небольшого насыщения.

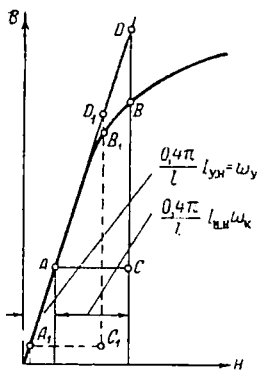
Предположим, что через обмотку управления ω_y протекает ток $I_{y1} = I_{y.n}$. Откладывая на графике намагничивания для ЭМУ (фиг. 3.78) вдоль оси абсцисс H величину $\frac{1}{l} 0,4\pi I_{y.n} \omega_y$, получим рабочую точку A . Так как ЭМУ имеет компенсационную обмотку, через которую протекает ток нагрузки, создающий поток Φ_k , направленный согласно с потоком управления Φ_y , то при $I_n = I_{n.n}$ ($I_{n.n}$ — номинальное значение тока нагрузки) магнитное состояние машины будет характеризоваться не точкой A , а точкой B на кривой намагничивания, полученной путем прибавления к абсциссе точки A отрезка AC , пропорционального $\frac{1}{l} 0,4\pi I_{n.n} \omega_R$. Точка B характеризует суммарный магнитный поток, состоящий из потока управления Φ_y и потока компенсационной обмотки Φ_k . Первый из



Фиг. 3.77. Внешние характеристики электромашинного усилителя при различных токах управления.

них пропорционален ординате точки A , а второй — отрезку BC . Если уменьшить ток управления до величины $0,5I_{y.n.}$, а затем и далее до величины $0,25I_{y.n.}$, оставляя без изменения ток нагрузки $I_n = I_{n.n.}$, то суммарный магнитный поток $\Phi_y + \Phi_k$ уменьшится и будет характеризоваться точкой B_1 на кривой намагничивания фиг. 3. 78. Изменение суммарного потока будет сопровождаться изменением не только потока управления, но и потока компенсационной обмотки.

В данном случае поток Φ_y уменьшится, ибо ордината точки A_1 меньше ординаты точки A , а поток Φ_k увеличится, так как $B_1C_1 > BC$. Если точка B соответствовала недокомпенсированному режиму, то переход в точку B_1 при неизменной величине тока нагрузки и потока продольной реакции якоря Φ_l может вызвать появление режима перекомпенсации, при котором $\Phi_k > \Phi_l$. Очевидно, изменение потока Φ_k будет происходить до тех пор, пока точка A , перемещающаяся в сторону уменьшения тока управления, не займет такого положения, при котором точка B будет находиться на линейной части кривой намагничивания.



Фиг. 3. 78. График намагничивания.

Таким образом, в случае отсутствия насыщения магнитной системы в электромашинном усилителе изменение тока управления в пределах $0 < I_y < I_{y.n.}$ не может вызвать изменения степени компенсации. Напротив, в случае насыщения степень компенсации может изменяться при изменении тока управления в тех же пределах.

В связи с этим регулировать внешние характеристики следует так, чтобы на всем диапазоне изменения тока управления выдерживалась нужная степень компенсации.

Установить необходимое соотношение потоков продольной реакции якоря Φ_l и компенсационной обмотки Φ_k можно при помощи переменного сопротивления R_m , шунтирующего компенсационную обмотку (фиг. 3. 74, б).

Наличие регулировочного сопротивления R_m позволяет в любой момент установить нужную степень компенсации, которая под влиянием таких факторов, как недостаточная пришлифовка щеток к поверхности коллектора, неравномерность воздушного зазора, всегда может измениться, вследствие чего возможны самовозбуждение ЭМУ и потеря управляемости.

Для осуществления регулирования в широких пределах, начиная от идеальной компенсации, компенсационную обмотку рассчитывают на некоторую повышенную степень перекомпенсации, с тем чтобы при включении ЭМУ в схему и при шунтировании компенсационной обмотки сопротивлением R_m выполнить точную настройку.

Обычно на практике ЭМУ настраивают на недокомпенсированный режим.

§ 31. Коэффициент усиления ЭМУ

При помощи электромашинного усилителя можно маломощными сигналами со стороны обмотки управления изменять мощность, потребляемую нагрузкой. Эффект управления значительной выходной мощностью характеризуется коэффициентом усиления по мощности k_p , равным отношению мощности, отдаваемой усилителем, к мощности, которая затрачивается в обмотке управления, т. е.

$$k_p = \frac{E_l^2}{R_y R_l^2}, \quad (3.128)$$

где R_y — сопротивление обмотки управления;
 R_l — сопротивление рабочей цепи.

Формула (3.128) показывает, что коэффициент усиления по мощности возрастает при перекомпенсации, так как при этом электродвижущая сила E_l увеличивается, и уменьшается при недокомпенсации, ибо в этом случае электродвижущая сила E_l падает.

Подставив в формулу (3.128) значение E_l , определяемое выражением (3.126), можно убедиться в том, что коэффициент усиления по мощности возрастает с увеличением числа витков обмотки управления и обмотки якоря и уменьшением их сопротивления.

Так как электродвижущая сила E_l пропорциональна поперечному потоку Φ_a , а последний — потоку управления Φ_y , которые в свою очередь соответственно пропорциональны проводимости по поперечной и по продольной осям, то коэффициент усиления по мощности будет тем больше, чем больше проводимость вдоль продольной и поперечной осей. Величина проводимости зависит от воздушного зазора между статором и ротором, поэтому для увеличения коэффициента усиления зазор делают небольшим.

Сопоставление формул (3.126) и (3.128) показывает, что коэффициент усиления пропорционален скорости Ω^4 . Для получения высокого коэффициента усиления скорость вращения ротора ЭМУ увеличивают по сравнению с обычными машинами до 3000—8000 об/мин.

§ 32. Динамические характеристики электромашинного усилителя

Для электромашинного усилителя справедлива следующая система дифференциальных уравнений, описывающих физические процессы в машине:

$$\left. \begin{aligned} u_l &= i_l R_l + \frac{d\psi_l}{dt} - \psi_q \frac{d\theta}{dt}; \\ u_q &= i_q R_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_l \frac{d\theta}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (3.129)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{\kappa} &= i_{\kappa} R_{\kappa} + \frac{d\psi_{\kappa}}{dt}; \\ u_y &= i_y R_y + \frac{d\psi_y}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3.129)$$

где u_l и u_q — напряжения на рабочих щетках (b_1 — b_2) и поперечных щетках (a_1 — a_2);

u_{κ} и u_y — напряжения на компенсационной обмотке и обмотке управления;

ψ_l , ψ_q , ψ_{κ} и ψ_y — потокосцепления обмоток машины;

i_l , и i_q — токи якоря по продольной и поперечной осям;

i_{κ} и i_y — токи в компенсационной обмотке и обмотке управления;
 R_l , R_q , R_{κ} и R_y — активные сопротивления якоря в продольном и поперечном направлениях, компенсационной обмотки и обмотки управления;

$d\theta/dt = \Omega$ — скорость вращения якоря.

Потокосцепления, выраженные через коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \psi_l &= L_l i_l - M_{l\kappa} i_{\kappa} - M_{ly} i_y; \\ \psi_q &= L_q i_q; \\ \psi_{\kappa} &= -M_{l\kappa} i_l + L_{\kappa} i_{\kappa} + M_{\kappa y} i_y; \\ \psi_y &= -M_{ly} i_l + M_{\kappa y} i_{\kappa} + L_y i_y, \end{aligned} \right\} \quad (3.130)$$

где L_l , L_q , L_{κ} и L_y — коэффициенты самоиндукции, а $M_{l\kappa}$, M_{ly} , $M_{\kappa y}$ — коэффициенты взаимной индукции соответствующих обмоток.

Система уравнений (3.129) с учетом выражений (3.130) позволяет определить динамические характеристики электромашинного усилителя при любых режимах работы.

Определим уравнение динамики и соответствующий переходный процесс ЭМУ при холостом ходе. Пренебрегая электродвижущими силами взаимной индукции $M_{ly} \frac{di_y}{dt}$ и $M_{\kappa y} \frac{di_y}{dt}$, которые наводятся токами управляющей обмотки в обмотке якоря и в компенсационной обмотке, а также учитывая то, что при холостом ходе ток нагрузки равен нулю и, следовательно, $i_l = i_{\kappa} = 0$, получим после подстановки (3.130) в (3.129) с учетом сделанных замечаний систему уравнений, определяющих поведение электромашинного усилителя на холостом ходе, в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_l &= -L_q i_q \frac{d\theta}{dt}; \\ u_q &= i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt} - M_{ly} i_y \frac{d\theta}{dt}; \\ u_{\kappa} &= 0; \quad u_y = i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (3.131)$$

Так как $\frac{d\theta}{dt} = \Omega = \text{const}$, а $L_q i_q \frac{d\theta}{dt} = e_l$ есть мгновенное значение электродвижущей силы в продольной цепи, и напряжение u_q в замкнутой накоротко поперечной цепи равно нулю, то исключение из системы уравнений (3.131) переменных i_q и i_y дает уравнение динамики электромашиного усилителя для холостого хода:

$$T_q T_y \frac{M_{ly} \Omega^2}{L_y} u_y = e_l + (T_q + T_y) \frac{de_l}{dt} + T_q T_y \frac{d^2 e_l}{dt^2}, \quad (3.132)$$

где $T_y = \frac{L_y}{R_y}$ — постоянная времени управляющей обмотки;

$T_q = \frac{L_q}{R_q}$ — постоянная времени поперечной цепи.

Переходный процесс в ЭМУ, соответствующий уравнению (3.132), будет апериодическим, потому что характеристическое уравнение

$$1 + (T_q + T_y) \alpha + T_q T_y \alpha^2 = 0$$

имеет действительные корни $\alpha_1 = -\frac{1}{T_q}$ и $\alpha_2 = -\frac{1}{T_y}$.

Однако в реальных условиях процесс не будет носить чисто апериодического характера, а будет колебательным. Такое расхождение в оценке качества протекающего процесса получилось в результате того, что в реальной машине действуют размагничивающие потоки, обусловленные токами коммутации и потерями в стали, которые не учтены в системе уравнений (3.129).

В процессе вращения якоря под поперечные щетки одновременно попадает несколько проводников, в результате чего образуются короткозамкнутые витки. Возникающие при этом в короткозамкнутых витках токи в случае прямолинейной коммутации (кривая 1 фиг. 3.79) изменяются по линейному закону во времени. По этой причине ось намагничивающей силы совпадает с нейтралью, и размагничивающий поток отсутствует.

Так как секции обмотки обладают некоторой самоиндукцией, стремящейся во время коммутации воспрепятствовать изменению тока, то процесс коммутации замедляется (кривая 2 фиг. 3.79). Это вызывает смещение оси намагничивающей силы относительно нейтрали. Появляется продольная составляющая потока, направленная против потока управления.

Вращение якоря в поперечном потоке Φ_q сопровождается возникновением вихревых токов в стали якоря, направление которых показано на фиг. 3.80.

Возникающий в процессе работы ЭМУ размагничивающий поток пропорционален намагничивающей силе в 25—30 ампервитков, в т.

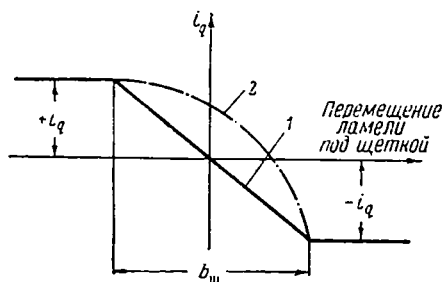
время как намагничивающая сила обмотки управления ЭМУ определяется в 5—10 ампервитков.

Таким образом, для правильной качественной оценки переходного процесса электромашинного усилителя необходимо учитывать размагничивающий поток.

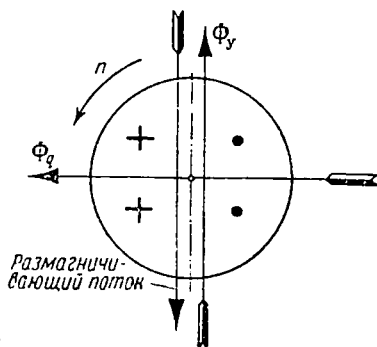
Система уравнений (3.131) с учетом размагничивающего потока будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} u_l &= -L_q i_q \frac{d\theta}{dt}; \\ u_q &= i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt} - M_{ly} i_y \frac{d\theta}{dt} + k_p i_q; \\ u_k &= 0; \\ u_y &= i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt} - M_p \frac{di_q}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3.133)$$

где $k_p i_q = k\Phi_p \Omega = e_{q_p}$ является электродвижущей силой вращения в поперечной цепи, возникшей в результате пересечения проводника-



Фиг. 3.79. Прямолинейная 1 и замедленная 2 коммутации.



Фиг. 3.80. Возникновение размагничивающего потока из-за потерь в стали.

ми обмотки якоря размагничивающего потока Φ_p , действующего вдоль продольной оси против потока управления; $M_p \frac{di_q}{dt}$ равняется электродвижущей силе взаимной индукции, наводимой размагничивающим потоком Φ_p в управляющей обмотке.

Исключение переменных i_q и i_y из системы уравнений (3.133) дает уравнение динамики холостого хода ЭМУ с учетом размагничивающего действия потока Φ_p , обусловленного токами коммутации и потерями в стали:

$$T'_q T_y \frac{M_{ly} \Omega^2}{L_y} u_y = e_l + (T'_q + T_y - T_p) \frac{de_l}{dt} + T'_q T_y \frac{d^2 e_l}{dt^2}, \quad (3.134)$$

где $T'_q = \frac{L_q}{R_q + k_p}$ — постоянная времени поперечной цепи с учетом размагничивающего потока;

$$T_p = \frac{M_p M_{I_y} \Omega}{R_y (R_q + k_p)}.$$

Выражение (3.134) показывает, что в реальных условиях процесс может быть колебательным, так как корни характеристического уравнения

$$1 + (T'_q + T_y - T_p) \alpha + T'_q T_y \alpha^2 = 0$$

могут быть комплексными благодаря влиянию слагаемого T_p :

$$\alpha_{1,2} = \frac{-(T'_q + T_y - T_p) \pm \sqrt{(T'_q + T_y - T_p)^2 - 4T'_q T_y}}{2T'_q T_y}.$$

На графике фиг. 3.81 нанесены два переходных процесса: один (кривая 1) соответствует случаю, когда размагничивающие потоки не учитываются и процесс является аперiodическим, второй (кривая 2) отвечает реальным условиям и является колебательным, так как T_p имеет такую величину, при которой корни α_1 и α_2 комплексные.

Уравнение (3.134) показывает также, что размагничивающие потоки оказывают такое действие, при котором постоянная времени поперечной цепи уменьшается ($T'_q < T_q$), благодаря чему процесс становится более быстродействующим. Размагничивающие потоки уменьшают коэффициент усиления, на что указывает коэффициент перед u_y в уравнении (3.134), который меньше аналогичного коэффициента в уравнении (3.132).

Уравнение динамики (3.134) холостого хода электромашиного усилителя, записанное в операторном виде:

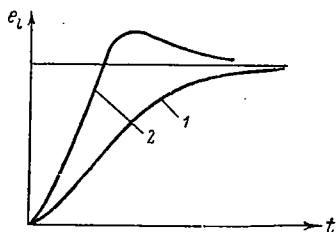
$$K'_U u_y = [1 + (T'_q + T_y - T_p)p + T'_q T_y p^2] e_l,$$

дает

$$W(p) = \frac{e_l}{u_y} = \frac{K'_U}{T'_q T_y p^2 + (T'_q + T_y - T_p)p + 1}, \quad (3.135)$$

где $K'_U = T'_q T_y \frac{M_{I_y} \Omega^2}{L_y}$ — коэффициент усиления.

Выражение (3.135) является передаточной функцией электромашиного усилителя при отсутствии нагрузки.



Фиг. 3.81. Переходный процесс в электромашином усилителе с учетом размагничивающего потока (2) и без учета (1).

Электромашиный усилитель можно представить структурной схемой, состоящей из элементарных динамических звеньев, если передаточную функцию (3.135) преобразовать к виду

$$W(p) = \frac{W_1 \frac{W_2}{1 + W_2 W_3}}{1 - W_1 \frac{W_2}{1 + W_2 W_3} W_4}, \quad (3.136)$$

где

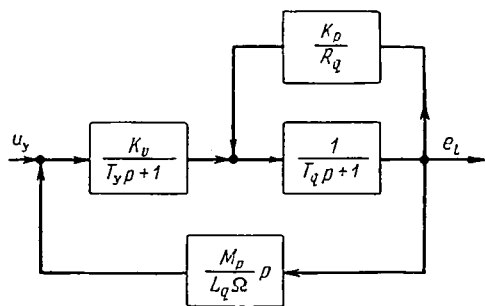
$$W_1 = \frac{K_U}{T_y p + 1}; \quad K_U = T_q T_y \frac{M_{Iy} \Omega^2}{L_y};$$

$$W_2 = \frac{1}{T_q p + 1};$$

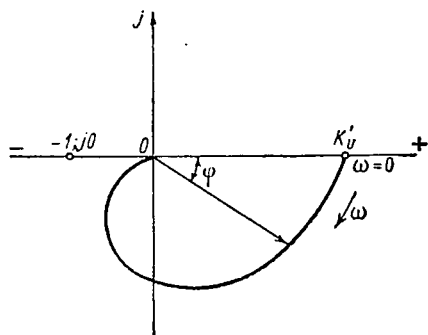
$$W_3 = \frac{k_p}{R_q};$$

$$W_4 = \frac{M_p}{L_q \Omega} p.$$

Структурная схема, построенная на основании формулы (3.136), приведена на фиг. 3.82.



Фиг. 3.82. Структурная схема электромашиного усилителя.



Фиг. 3.83. Амплитудно-фазовая характеристика электромашиного усилителя.

Из уравнения (3.136), а также из схемы следует, что электромашиный усилитель состоит из двух последовательно соединенных апериодических звеньев, одно из которых имеет постоянную времени T_q поперечной цепи и охвачено отрицательной обратной связью через цепь с передаточной функцией W_3 , а второе имеет постоянную времени T_y обмотки управления и охватывается совместно с первым звеном положительной обратной связью через цепь, обладающую передаточной функцией W_4 .

От передаточной функции (3.135) путем подстановки $p=j\omega$ можно перейти к выражению амплитудно-фазовой характеристики ЭМУ.

$$W(j\omega) = \frac{K'_U}{-T'_q T_y \omega^2 + 1 + j\omega (T'_q + T_y - T_p)}. \quad (3.137)$$

На фиг. 3.83 приведена амплитудно-фазовая характеристика, соответствующая формуле (3.137).

§ 33. Передаточная функция электромашинного усилителя при работе на исполнительный двигатель

В качестве нагрузки электромашинного усилителя обычно используется исполнительный двигатель постоянного тока с независимым возбуждением. Один из вариантов схемы включения электромашинного усилителя и двигателя постоянного тока показан на фиг. 3.84.

Уравнение движения двигателя в случае регулирования скорости изменением напряжения на якоре при постоянном токе возбуждения имеет вид

$$K_{дв} U = (1 + T_m p) p \theta_{\text{вых}}, \quad (3.138)$$

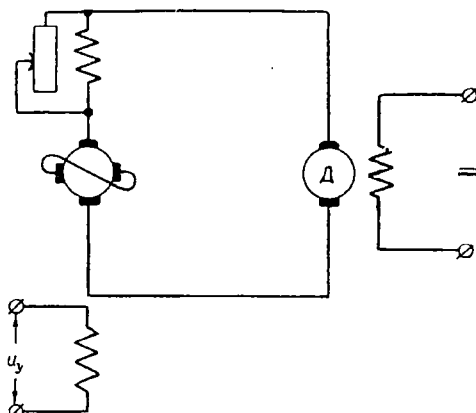
где $K_{дв}$ — коэффициент усиления по скорости;

T_m — электромеханическая постоянная времени двигателя.

При полной компенсации продольной реакции якоря электромашинного усилителя и считая, что выходное напряжение ЭМУ практически не зависит от тока нагрузки при изменении его от нуля до номинального значения, можно получить передаточную функцию «ЭМУ — исполнительный двигатель» в следующем виде:

$$W(p) = \frac{\theta_{\text{вых}}}{u_y} = \frac{K'_U K_{дв}}{[T'_q T_y p^2 + (T'_q + T_y - T_p) p + 1](1 + T_m p)} p. \quad (3.139)$$

Передаточная функция (3.139) не учитывает влияния тока в продольной цепи i_l на обмотку управления, компенсационную обмотку и поперечную цепь. В практических условиях электромашинный усилитель настраивается на недокомпенсированный режим. Поэтому поток реакции якоря в продольной цепи больше потока



Фиг. 3.84. Схема соединения электромашинного усилителя и исполнительного двигателя.

компенсационной обмотки, что оказывает влияние на динамические свойства системы «ЭМУ—исполнительный двигатель».

Решение системы уравнений (3.129) с учетом тока нагрузки (i_1) позволяет найти передаточную функцию «ЭМУ—исполнительный двигатель» в более точной записи.

Можно показать, основываясь на уравнениях (3.129), что неполная компенсация и влияние тока нагрузки, выражающееся в наведении дополнительных электродвижущих сил в компенсационной обмотке и обмотке управления, сказывается на ухудшении динамических свойств системы «ЭМУ—исполнительный двигатель».

Глава III

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

А. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В следящем приводе широко применяются двигатели постоянного тока с независимым возбуждением. В процессе работы следящего привода скорость рабочего механизма и, следовательно, исполнительного двигателя находится в непрерывном изменении. Очевидно, исполнительные двигатели в этом случае должны обладать такими характеристиками, которые допускали бы возможность регулировать скорость в достаточно широких пределах. Регулирование скорости может осуществляться различными способами, применение и оценка которых зависят от таких показателей, как отношение максимальной скорости к минимальной при постоянном значении вращающего момента; плавность и экономичность регулирования, быстродействие. В ряде случаев двигатели постоянного тока по параметрам и характеристикам удовлетворяют поставленным требованиям и допускают плавное и экономичное регулирование скорости при большом отношении максимальной скорости к минимальной.

§ 34. Способы регулирования скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Скорость двигателя постоянного тока с независимым возбуждением может быть определена на основании уравнения, характеризующего равновесие электродвижущей силы и приложенного напряжения. По этому уравнению напряжение U , приложенное к цепи якоря, равно электродвижущей силе вращения или противоэлектродвижущей силе E_n и сумме падений напряжения на активных сопротивлениях в цепи якоря. Так как э. д. с. вращения E_n пропорциональ-

на скорости вращения двигателя n и магнитному потоку двигателя Φ ,

т. е.

$$E_n = c_e n \Phi, \quad (3.140)$$

где c_e — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции двигателя, то скорость двигателя, определенная из уравнения равновесия э. д. с. с учетом (3.140), будет равна

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_d)}{c_e \Phi}. \quad (3.141)$$

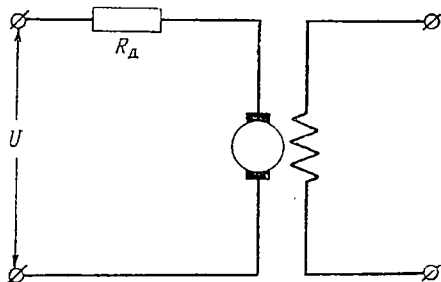
Здесь I_a — ток в цепи якоря;

R_a — активное сопротивление обмотки якоря;

R_d — добавочное сопротивление в цепи якоря.

Уравнению (3.141) дает возможность определить скорость вращения двигателя в установленном режиме и не учитывает э. д. с. самоиндукции, возникающей в переходном процессе.

Из уравнения (3.141) следует, что регулировать скорость двигателя постоянного тока с независимым возбуждением можно тремя способами (фиг. 3.85). Во-первых, ско-



Фиг. 3.85. Двигатель постоянного тока.

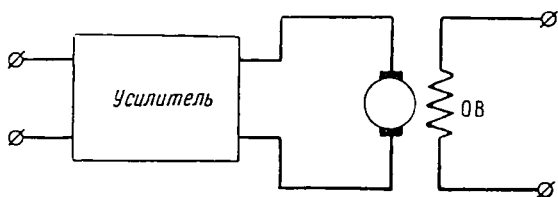
рости двигателя можно регулировать при постоянном значении приложенного напряжения U изменением добавочного сопротивления R_d в цепи якоря. Однако этот способ экономически невыгоден, так как мощность, затрачиваемая в добавочном сопротивлении $I_a^2 R_d$, является потерянной. По этой причине, а также потому, что регулировочные реостаты R_d громоздки, этот способ регулирования в следящем приводе не применяется.

Во-вторых, скорость двигателя можно регулировать путем изменения магнитного потока Φ , изменяя ток возбуждения при постоянном напряжении U в цепи якоря. Этот способ регулирования прост в осуществлении, но обладает крупными недостатками. При этом способе получить отношение максимальной скорости к минимальной больше $3 \div 4$ не удастся, что ограничивает диапазон изменения скорости. Кроме того, способ регулирования изменением тока возбуждения, как это показано ниже, создает условия, при которых быстродействие привода снижается, особенно при малых токах возбуждения. По этим причинам этот способ регулирования в следящих приводах применяется редко.

В-третьих, скорость двигателя можно регулировать путем изменения напряжения в цепи якоря. Этот способ является наиболее экономичным и правильным в отношении использования двигателя и надежности его работы и позволяет иметь полную величину потока Φ при всех скоростях. При изменении напряжения на зажимах двигателя от нулевого значения до максимального можно иметь не только широкую, экономичную и плавную регулировку скорости двигателя, но и безреостатный пуск двигателя в ход без потерь в добавочном сопротивлении. Так как двигатель работает на всем диапазоне скоростей с полной величиной потока, то в нем создаются предельно благоприятные условия в отношении коммутации и устойчивости работы. Этот способ регулирования находит широкое применение в автоматизированных приводах.

§ 35. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре

Пусть двигатель постоянного тока с независимым возбуждением включен по схеме фиг. 3. 86, а его скорость регулируется путем изменения напряжения якоря при неизменном токе возбуждения. Из тео-



Фиг. 3. 86. Схема включения двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре.

рии машин постоянного тока известно, что между противоэлектродвижущей силой E_n , моментом вращения M_b , скоростью вращения n , током якоря I_a и параметрами двигателя существуют следующие соотношения:

$$E_n = \frac{pN}{60a} 10^{-8} \Phi n = c_e \Phi n; \quad (3.142)$$

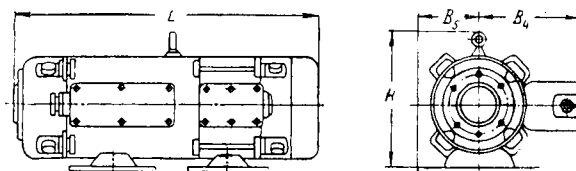
$$M_b = \frac{pN \cdot 10^{-8}}{2\pi a 9,81} \Phi I_a = c_m \Phi I_a, \quad (3.143)$$

$$\text{где } c_e = \frac{pN \cdot 10^{-8}}{60a};$$

$$c_m = \frac{pN \cdot 10^{-8}}{2\pi a 9,81};$$

N — число проводников якоря;

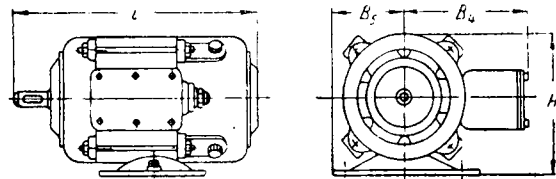
ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЭМУ



Габаритный чертеж электромашинных усилителей ЭМУ

Характеристики ЭМУ	ЭМУ-3А		ЭМУ-3П				ЭМУ-5А		ЭМУ-5П			ЭМУ-12А	ЭМУ-12П		ЭМУ-25		ЭМУ-50	ЭМУ-70	ЭМУ-100	
	вар. I	вар. II	вар. I	вар. II	вар. III	вар. IV	вар. I	вар. II	вар. I	вар. II	вар. III		вар. I	вар. II	вар. I	вар. II				
Напряжение в в	60	115	60	115	60	115	60	115	60	115	115	115	115	115	115	230	230	230	230	
Ток в а	3,35	1,75	5,0	2,6	2,5	1,3	8,3	4,35	11,7	6,1	3,0	8,7	11,3	8,7	17,4	8,7	17,4	26,1	37	
Мощность в квт	0,2	0,2	0,3	0,3	0,15	0,15	0,5	0,5	0,7	0,7	0,35	1,0	1,3	1,0	2,0	2,0	4,0	6,0	8,5	
Скорость вращения в об/мин	2850	2850	5000	5000	5000	5000	2850	2850	5000	5000	2850	2850	3500	3000	2925	2925	2935	2935	2935	
К. п. д.	0,6	0,6	0,6	0,6	0,57	0,57	0,69	0,69	0,68	0,68	0,65	0,74	0,71	0,68	0,74	0,74	0,80	0,80	0,84	
Число обмоток управления	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	
Входная мощность (по обмоткам управления) в вт	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	
Ток в обмотках управления в ма	10	11	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	
Максимально допустимый ток в обмотках управления в ма	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	100	100	100	100	100	100	100	100	
Сопротивление каждой обмотки управления при 20° С в ом	1000	3440	1000	1000	3440	3440	1000	3000	1000	1000	3000	1030 1500 2200	1030 1500 2200	1030 1500 2200	985 1500 3310	985 1500 3310	1000 1500 3920	1000 1500	1000	
Характеристики встроенного приводного двигателя:																				
Род тока	трехфазный		постоянный				трехфазный		постоянный			трехфазный	постоянный	—	—	—	—	—	—	
Напряжение в в	127/220 220/380	127/220 220/380	110	110	220	220	127/220 220/380	127/220 220/380	110	110	220	127/220 220/380	110	220	—	—	—	—	—	
Потребляемая мощность в квт	0,47	0,47	0,71	0,71	0,4	0,4	0,93	0,93	1,29	1,29	0,70	1,68	2,2	1,8	—	—	—	—	—	
Габаритные размеры электромашинных усилителей в мм:																				
L	370	370	380	380	380	380	492	492	505	505	505	605	635	635	519	519	593	659	719	
H	150	150	150	150	150	150	225	225	225	225	225	255	255	255	346	346	346	424	424	
B ₄	210	210	210	210	210	210	230	230	230	230	230	210	210	210	260	260	260	290	290	
B ₅	80	80	80	80	80	80	100	100	100	100	100	113	113	113	150	150	150	187	187	
Вес в кг	26	26	24	24	24	24	44	44	43	43	43	69	69	69	108	108	135	195	225	

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ С ЭМУ



Габаритный чертеж двигателей типа МИ

Характеристики двигателей типа МИ	МИ-11		МИ-12		МИ-21		МИ-22			МИ-31			МИ-32			МИ-41			МИ-42		
	вар. I	вар. II	вар. I	вар. II	вар. I	вар. II	вар. I	вар. II	вар. III	вар. I	вар. II	вар. III	вар. I	вар. II	вар. III	вар. I	вар. II	вар. III	вар. I	вар. II	вар. III
Номинальное напряжение в в	60	110	60	110	60	110	60	60	110	60	110	110	110	110	220	110	220	220	110	110	220
Ток возбуждения в а	0,27	0,17	0,28	0,2	0,2	0,13	0,23	0,23	0,14	0,41	0,24	0,24	0,43	0,43	0,23	0,43	0,33	0,33	0,62	0,62	0,31
Номинальный ток якоря в а	2,86	1,53	4,57	2,46	5,6	3,05	8,2	2,6	2,9	10,3	5,6	2,4	8,2	4,2	2,5	19,2	9,5	4,5	36,3	12,6	6,3
Ток короткого замыкания в а	130	74	260	144	212	116	308	42	85	294	188	28	300	50	58	442	236	41	1100	147	75
Мощность возбуждения в вт	20	20	25	25	30	30	35	35	35	40	40	40	50	50	50	70	70	70	85	85	85
Потребляемая мощность в квт	0,191	0,187	0,297	0,297	0,365	0,365	0,515	0,175	0,350	0,630	0,625	0,280	0,995	0,490	0,610	1,98	1,98	1,08	4,0	1,44	1,43
Полезная мощность в квт	0,12	0,12	0,2	0,2	0,25	0,25	0,37	0,12	0,25	0,45	0,45	0,2	0,76	0,37	0,45	1,6	1,6	0,76	3,2	1,1	1,1
К. п. д.	0,62	0,62	0,66	0,66	0,67	0,67	0,71	0,64	0,69	0,68	0,68	0,66	0,80	0,72	0,75	0,73	0,73	0,72	0,78	0,75	0,75
Номинальная скорость вращения в об/мин	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	1000	2000	3000	3000	1000	2500	1000	1500	2500	2500	1000	2500	1000	1000
Номинальный момент нагрузки в кгсм	3,9	3,9	6,4	6,4	8,0	8,0	11,9	11,6	12,0	14,5	14,5	19,4	29,5	35,9	29,1	62,0	62,0	73,7	124,0	106,7	106,7
Статический момент трения в гдм	100	100	100	100	150	150	150	150	150	200	200	200	200	200	200	500	500	500	500	500	500
Момент инерции якоря в кгсмсек ²	0,0153	0,0153	0,0204	0,0204	0,0357	0,0357	0,0408	0,0408	0,0408	0,0917	0,0917	0,0917	0,135	0,135	0,135	0,408	0,408	0,408	0,663	0,663	0,663
Сопротивление цепи якоря в ом	0,46	1,48	0,23	0,765	0,284	0,945	0,195	1,44	1,29	0,204	0,585	3,9	0,368	2,21	3,81	0,249	0,93	5,32	0,1	0,75	2,95
Сопротивление обмотки возбуждения в ом	223	642	218	560	306	827	264	264	790	145	460	460	258	258	950	255	670	670	178	178	715
Ток холостого хода якоря в а	0,9	0,5	1,3	0,7	1,65	0,9	1,85	0,65	0,6	3,0	1,65	0,5	1,5	0,6	0,45	4,6	2,3	0,7	6,6	1,8	0,9
Габаритные размеры в мм:																					
L	240	240	265	265	295	295	325	325	325	365	365	365	405	405	405	512	512	512	587	587	587
H	150	150	150	150	180	180	180	180	180	255	255	255	255	255	255	353	353	353	353	353	353
B ₄	210	210	210	210	230	230	230	230	230	210	210	210	210	210	210	260	260	260	260	260	260
B ₅	80	80	80	80	100	100	100	100	100	113	113	113	113	113	113	153	153	153	153	153	153
Вес в кг	13	13	15	15	21	21	24	24	24	34	34	34	38	38	38	90	90	90	110	110	110

- a — число пар параллельных ветвей;
- p — число пар полюсов;
- $c_e = 1,03 c_m$.

Решая совместно уравнения (3.141) и (3.143), получим выражение для механической характеристики двигателя в следующем виде:

$$M_B = f_{дв} K_{дв} U - f_{дв} \Omega, \quad (3.144)$$

где Ω — угловая скорость двигателя;

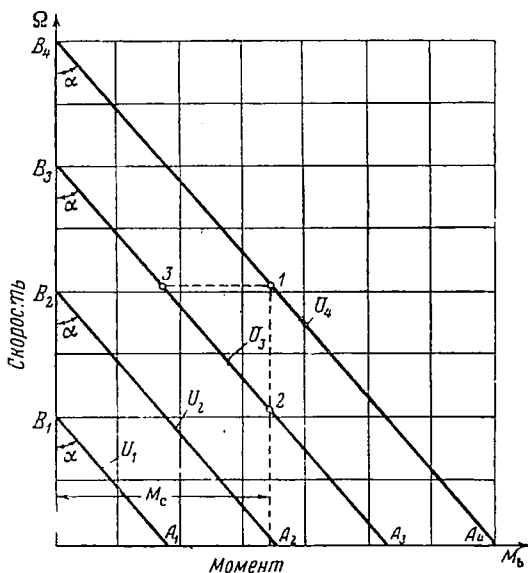
$f_{дв} = \frac{c_m c_e \Phi^2}{R_a} \frac{30}{\pi} = \frac{k_m k_e}{R_a}$ — коэффициент внутреннего демпфирования;

$k_m = c_m \Phi$ — токовая постоянная момента;

$k_e = c_e \Phi \frac{30}{\pi}$ — постоянная противоэлектродвижущей силы;

$K_{дв} = \frac{1}{k_e}$ — коэффициент пропорциональности между скоростью и напряжением.

Уравнение (3.144) дает возможность построить семейство механических характеристик, представляющих собой зависимость вращающего момента от скорости при заданном значении напряжения на якоре. Такое семейство представлено на фиг. 3.87. Как видно из



Фиг. 3.87. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре.

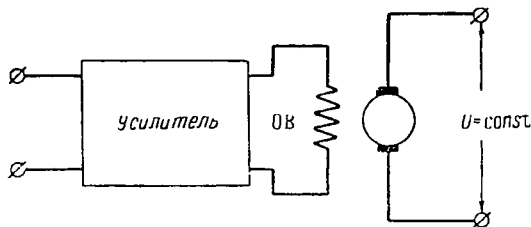
скорости Ω , называется коэффициентом внутреннего демпфирования.

Механические характеристики, представленные на графике фиг. 3.87 семейством параллельных прямых $A_1B_1; A_2B_2; \dots; A_iB_i$, показывают, что в случае регулирования скорости путем изменения напряжения на якоре возможно плавное изменение скорости в широком диапазоне при большой кратности регулирования, т. е. при большом отношении максимальной скорости к минимальной. Пусть подведенное к якорной цепи напряжение определяется величиной U_4 , и двигатель вращается со скоростью, определяемой точкой I (фиг. 3.87), что соответствует моменту сопротивления M_c на валу двигателя.

При уменьшении напряжения на якоре до величины U_3 при том же моменте сопротивления M_c скорость двигателя в первый момент остается неизменной, и двигатель переходит в режим, соответствующий точке 3 механической характеристики A_3B_3 , что нарушает равенство вращающего момента и момента сопротивления. В этом случае момент сопротивления M_c больше вращающего момента, вследствие чего двигатель тормозится, и скорость уменьшается до тех пор, пока не придет в состояние установившегося режима в точке 2 механической характеристики A_2B_2 , где вращающий момент снова станет равным моменту сопротивления M_c .

§ 36. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения

Предположим, что двигатель постоянного тока включен по схеме фиг. 3.88, позволяющей осуществлять управление скоростью путем изменения потока возбуждения. В этом случае напряжение на якоре U остается в процессе регулирования скорости постоянным, и

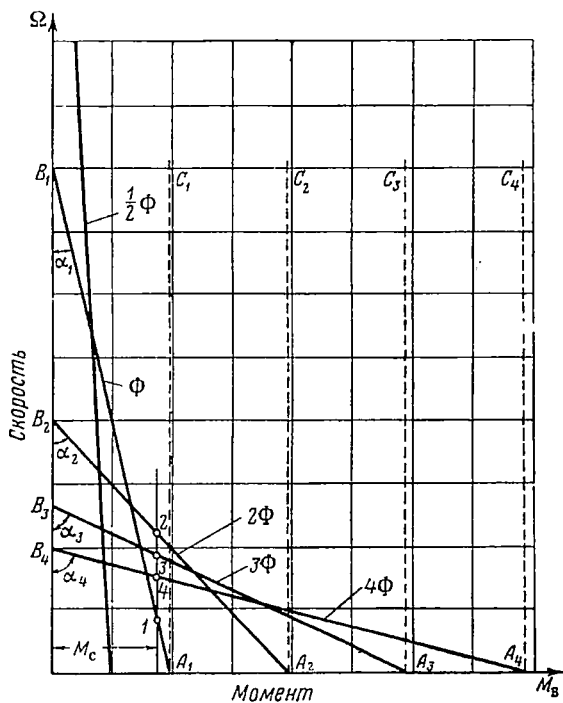


Фиг. 3.88. Схема включения двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения.

выражение (3.143), определяющее вращающий момент двигателя, может быть преобразовано к виду

$$M_B = \frac{c_m U}{R_a} \Phi - \frac{c_e c_m 30}{\pi R_a} \Phi^2 \Omega. \quad (3.145)$$

Полученное уравнение является выражением механической характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения, если при построении характеристик $M_B = f(\Omega)$ напряжение U считать неизменным и задавать различные значения потоку Φ . Такое построение представлено в виде семейства характеристик на фиг. 3. 89. Механические характеристики для этого случая, как это видно из графика, также являются прямыми $A_1B_1; A_2B_2, \dots, A_iB_i$, но в отличие от рассмотренного в пре-



Фиг. 3. 89. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения.

дыдущем параграфе варианта не являются семейством параллельных прямых и пересекают оси момента и скорости под различными углами, величина которых зависит от величины потока Φ .

Если предположить, что на валу двигателя действует постоянный момент сопротивления M_c , то при величине потока 4Φ скорость двигателя определяется согласно графику фиг. 3. 89 точкой 4 на характеристике A_4B_4 . Уменьшая поток последовательно до величины 3Φ ; 2Φ ; Φ , получим в той же последовательности сначала увеличение скорости до значений, определяемых точками 3 и 2 на характеристиках A_3B_3 и A_2B_2 , а затем уменьшение до величины, определяемой точкой 1 на характеристике A_1B_1 . Таким образом, при изменении потока Φ плавного изменения скорости двигателя нет, вследствие этого двигатель с такими характеристиками не может считаться при-

годным для использования в следящих системах в качестве исполнительного элемента.

Однако метод регулирования скорости двигателя изменением потока возбуждения все же может быть использован в случае специальных схем включения, позволяющих изменить вид механических характеристик.

На основании уравнения (3.145) можно сделать вывод, что семейство механических характеристик фиг. 3.89 может быть сделано подобным семейству характеристик фиг. 3.87. Для этого необходимо, чтобы ток I_a , протекающий через обмотку якоря, не являлся функцией скорости и был бы постоянной величиной. Так как ток I_a в якорной цепи может быть определен уравнением

$$I_a = \frac{U}{R_a} - \frac{c_e \Phi 30}{\pi R_a} \Omega, \quad (3.146)$$

то для выполнения поставленного выше условия, очевидно, необходимо выполнение следующего неравенства:

$$\frac{U}{R_a} \gg \frac{c_e \Phi 30}{\pi R_a} \Omega. \quad (3.147)$$

Неравенство (3.147) будет удовлетворено, если в уравнении (3.146) значительно уменьшить коэффициент, стоящий перед скоростью Ω , оставив без изменений величину $\frac{U}{R_a}$, что можно сделать путем увеличения сопротивления R_a и соответствующего увеличения напряжения U . Полагая, что увеличенные значения сопротивления и напряжения определяются соответственно величинами R_{a1} и U_1 , получим

$$I_a \approx \frac{U_1}{R_{a1}} = \text{const}, \quad (3.148)$$

и, следовательно,

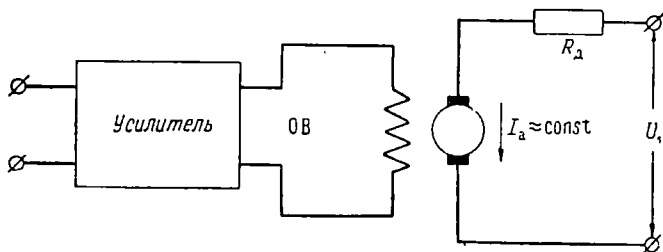
$$M_a \approx \frac{c_m U_1}{R_{a1}} \Phi. \quad (3.149)$$

Механические характеристики, построенные по уравнению (3.149) и представленные на графике фиг. 3.89, являются прямыми $A_1 C_1$; $A_2 C_2$... $A_i C_i$, параллельными друг другу и в то же время оси скорости Ω .

Практически такие механические характеристики двигателя получаются путем включения в якорную цепь последовательно с обмоткой якоря добавочного сопротивления R_d , величина которого выбирается из расчета выполнения равенства (3.148), с тем чтобы ток в якорной цепи в нужном диапазоне скоростей оставался величиной постоянной. Введение в якорную цепь добавочного сопротивления R_d уменьшает величину падения напряжения на зажимах якоря при прежней величине напряжения источника питания. Для сохранения номинального значения напряжения на зажимах необходимо напря-

жение источника питания увеличить, что обычно и делается. Описанный способ осуществления постоянства тока в якорной цепи при регулировании скорости двигателя изменением потока возбуждения представлен в виде схемы на фиг. 3.90.

Следует заметить, что в практических условиях получить строго постоянный ток I_a , не зависящий от скорости, конечно, не удастся.



Фиг. 3.90. Схема включения двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения при $I_a = \text{const}$.

Поэтому механические характеристики нельзя считать строго параллельными оси Ω , что обуславливает наличие составляющей момента, пропорциональной скорости.

Таким образом, скорость двигателя постоянного тока изменением потока возбуждения регулируют только при условии обеспечения $I_a = \text{const}$.

§ 37. Динамические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре

Для определения поведения двигателя в переходном режиме необходимо составить уравнение движения двигателя, которое может быть получено в результате рассмотрения уравнений электрического и механического равновесия.

Вращающий момент двигателя расходуется на преодоление динамического момента, обусловленного моментом инерции, и статического момента, который может быть представлен сухим трением и иметь постоянную величину, а также быть переменной величиной, зависящей от угла поворота ротора, времени, скорости и т. п.

Полагая, что момент статического сопротивления состоит из момента вязкого трения и некоторого момента постоянной величины, получим следующее уравнение моментов:

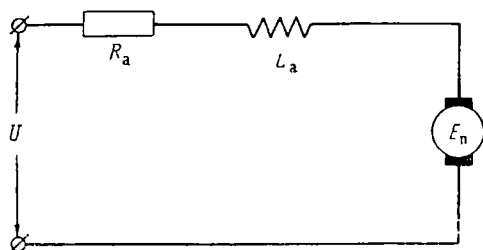
$$M_a = J \frac{d\Omega}{dt} + \rho\Omega + M_c, \quad (3.150)$$

где J — момент инерции всех вращающихся масс;

ρ — коэффициент вязкого трения;

M_c — статический момент сопротивления.

Так как вращающий момент пропорционален току, протекающему через обмотку якоря, и потоку, который в данном случае является величиной постоянной, то для представления момента в виде функции параметров якорной цепи необходимо определить ток якоря из уравнения электрического равновесия, составленного на основании схемы якорной цепи, показанной на фиг. 3.91. Это уравнение имеет вид



Фиг. 3.91. Схема цепи якоря двигателя постоянного тока.

$$U = I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_n, \quad (3.151)$$

где L_a — индуктивность якоря.

Для упрощения решения задачи вполне возможно положить $L_a = 0$, что, вообще говоря, вносит некоторую погрешность в количественную оценку процессов, протекающих в двигателе, и в то же время является вполне приемлемым для их качественной оценки, по крайней мере для двигателей малой и средней мощности. Определяя ток I_a из уравнения (3.151) с учетом сделанного замечания и подставляя полученное выражение в уравнение

$$M_b = k_m I_a,$$

а затем и в уравнение моментов (3.150) и имея в виду

$$E_n = k_e \Omega,$$

получим

$$J \frac{d\Omega}{dt} + \left(\rho + \frac{k_m k_e}{R_a} \right) \Omega = \frac{k_m}{R_a} U - M_c \quad (3.152)$$

или

$$T_m \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{k_{\text{лв}} f_{\text{лв}}}{\rho + f_{\text{лв}}} U - \frac{M_c}{\rho + f_{\text{лв}}}, \quad (3.153)$$

где $T_m = \frac{J}{\rho + \frac{k_m k_e}{R_a}} = \frac{J}{\rho + f_{\text{лв}}}$ — электромеханическая постоянная времени. (3.154)

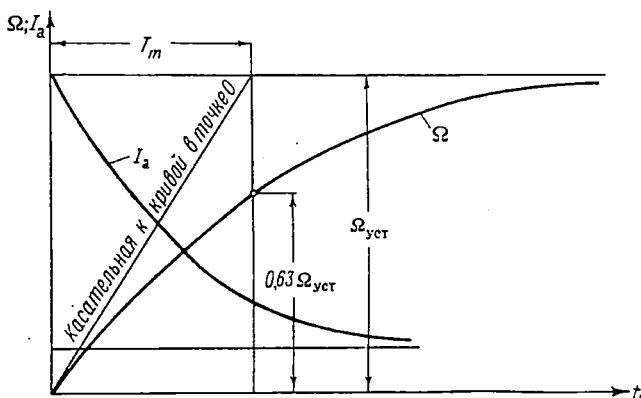
Уравнение (3.153) является уравнением движения двигателя постоянного тока при регулировании изменением напряжения на якоре. В правой части этого уравнения первый член $\frac{k_{\text{лв}} f_{\text{лв}}}{\rho + f_{\text{лв}}} U$ характеризует скорость двигателя в установившемся режиме на холостом ходу, а второй член $\frac{M_c}{\rho + f_{\text{лв}}}$ — перепад скорости, равный

разности скоростей в установившемся режиме при холостом ходе и при наличии статического момента сопротивления. Решение уравнения (3.153) имеет вид

$$\Omega = \Omega_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right), \quad (3.155)$$

где $\Omega_{уст} = \frac{k_{дв} f_{дв} U}{\rho + f_{дв}} - \frac{M_c}{\rho + f_{дв}}$ — установившееся значение скорости.

Уравнение (3.155) показывает, что скорость двигателя в переходном режиме в случае подключения к зажимам якорной цепи по-



Фиг. 3.92. График изменения скорости двигателя и тока якоря в переходном режиме.

стоянного напряжения $U = \text{const}$ растет по закону экспоненциальной функции и достигает установившегося значения теоретически через бесконечно большое время, а практически спустя время, равное $(4 \div 5) T_m$. График изменения скорости двигателя показан на фиг. 3.92. Здесь же показана кривая, характеризующая изменение тока якоря в процессе разгона двигателя. Кривая построена в соответствии с уравнением

$$I_a = \frac{U}{R_a} - \frac{k_e}{R_a} \left(\frac{k_{дв} f_{дв} U}{\rho + f_{дв}} - \frac{M_c}{\rho + f_{дв}} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right), \quad (3.156)$$

которое получено из (3.141) путем замены числа оборотов n угловой скоростью Ω , определяемой выражением (3.155). График и уравнение (3.156) показывают, что ток в обмотке якоря в установившемся режиме отличен от нуля и будет тем больше, чем больше статический момент сопротивления M_c .

§ 38. Передаточная функция двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре

При исследовании систем автоматического регулирования, автоматического управления, следящих систем пользуются понятием об элементарных динамических звеньях, что значительно упрощает и одновременно делает более наглядным проводимое исследование.

Обычно элементарные динамические звенья характеризуются так называемыми передаточными функциями, которые дают полное представление о динамических свойствах того или иного элемента. При этом одна и та же передаточная функция может характеризовать динамические свойства различных элементов, которые имеют одинаковые по структуре дифференциальные уравнения, но выполняют разные функции и имеют различную конструкцию.

Двигатель постоянного тока как динамическая система также может быть представлен в виде передаточной функции, соответствующей одному или нескольким элементарным динамическим звеньям.

Полагая, что нагрузка двигателя определяется динамическим моментом и моментом, пропорциональным скорости, а момент $M_c = 0$, представим уравнение (3.153) в операторной форме:

$$(T_m p + 1) \Omega = KU, \quad (3.157)$$

где

$$K = \frac{K_{дв} f_{дв}}{p + f_{дв}}.$$

Определяя из уравнения (3.157) отношение $\frac{\Omega}{U}$, получим выражение

$$\frac{\Omega}{U} = \frac{K}{T_m p + 1}, \quad (3.158)$$

которое называется передаточной функцией двигателя постоянного тока.

Если выходной величиной двигателя является угол поворота θ , который связан со скоростью Ω соотношением $p\theta = \Omega$, то передаточная функция двигателя принимает вид

$$\frac{\theta}{U} = \frac{K}{p(T_m p + 1)}. \quad (3.159)$$

Уравнение (3.159) передаточной функции двигателя показывает, что двигатель как динамическая система состоит из двух звеньев: интегрирующего звена, обладающего передаточной функцией $1/p$, и апериодического звена $K/(T_m p + 1)$.

§ 39. Динамические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения

Пусть двигатель постоянного тока включен по схеме фиг. 3.90 и скорость регулируется изменением потока возбуждения при постоянном токе якоря.

Полагая, как и прежде, что вращающий момент двигателя преодолевает в переходном режиме, помимо динамического момента, статический момент сопротивления, состоящий из момента вязкого трения и некоторого момента постоянной величины, получим уравнение моментов (3.150), где вращающий момент M_B пропорционален току возбуждения и изменяется в соответствии с изменением этого тока. Так как ток, протекающий через обмотку якоря, в данной схеме поддерживается практически постоянным, то величина вращающего момента может быть определена по уравнению

$$M_B = K i_B, \quad (3.160)$$

где $K = c_m I_a K' = \text{const}$;

i_B — ток возбуждения.

Следовательно, уравнение моментов (3.150) может быть записано в виде

$$K i_B = J \frac{d\Omega}{dt} + \rho \Omega + M_c. \quad (3.161)$$

В процессе управления работой двигателя ток в обмотке возбуждения не остается величиной постоянной. Так как обмотка обладает не только активным сопротивлением, но и индуктивным, определяемым коэффициентом самоиндукции, то изменение тока возбуждения в переходном режиме можно определить с помощью уравнения

$$u_B = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt}, \quad (3.162)$$

где u_B — напряжение возбуждения;

R_B — активное сопротивление цепи возбуждения;

L_B — коэффициент самоиндукции обмотки возбуждения.

Определяя величину тока i_B , а также производную $\frac{di_B}{dt}$ из уравнения (3.161) и подставляя полученные значения в выражение (3.162), найдем уравнение движения двигателя постоянного тока в случае регулирования скорости его путем изменения потока воз-

буждения при постоянном токе в обмотке якоря в следующем виде:

$$T_{\text{в}} T_m \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + (T_{\text{в}} + T_m) \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{K u_{\text{в}}}{R_{\text{в}} \rho} - \frac{M_{\text{с}}}{\rho}, \quad (3.163)$$

где $T_m = \frac{J}{\rho}$ — электромеханическая постоянная времени; (3.164)

$T_{\text{в}} = \frac{L_{\text{в}}}{R_{\text{в}}}$ — постоянная времени цепи обмотки возбуждения.

Уравнение (3.163) позволяет определить динамические характеристики двигателя.

Сравнение уравнения движения двигателя (3.163) с уравнением движения (3.153) позволяет сделать вывод о том, что быстродействие двигателя в случае управления путем изменения потока возбуждения меньше, чем при управлении путем изменения напряжения на якоре. Это подтверждается, во-первых, тем, что при регулировании скорости изменением потока возбуждения на быстроту реакции двигателя оказывает влияние не только электромеханическая постоянная времени T_m , но и постоянная времени цепи обмотки возбуждения $T_{\text{в}}$. Во-вторых, электромеханическая постоянная времени T_m , определяемая уравнением (3.164), больше электромеханической постоянной времени, определяемой выражением (3.154).

При сравнении двух указанных способов регулирования скорости следует иметь в виду, что в случае управления двигателем путем изменения потока возбуждения обмотка возбуждения обычно включается в анодную цепь электронных ламп, которые имеют большое внутреннее сопротивление, вследствие чего постоянная времени цепи возбуждения $T_{\text{в}}$ значительно меньше электромеханической постоянной времени T_m . Поэтому можно считать, что переходный процесс двигателя в основном определяется электромеханической постоянной времени.

§ 40. Передаточная функция двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения

Считая, как и в первом случае, $M_{\text{с}}=0$, представим уравнение движения (3.163) в операторной форме:

$$[T_{\text{в}} T_m p^2 + (T_{\text{в}} + T_m) p + 1] \Omega = K' u_{\text{в}}. \quad (3.165)$$

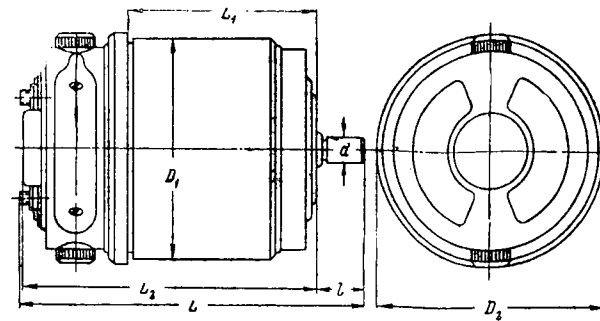
Учитывая $\Omega = p\theta$, получим передаточную функцию двигателя в случае регулирования скорости изменением потока возбуждения в следующем виде:

$$\frac{\theta}{u_{\text{в}}} = \frac{K'}{p(T_m p + 1)(T_{\text{в}} p + 1)}, \quad (3.166)$$

где

$$K' = \frac{K}{R_{\text{в}} \rho}.$$

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ТИПА СЛ



Габаритный чертеж двигателей типа СЛ

Характеристики	СЛ-121	СЛ-161	СЛ-221	СЛ-221А	СЛ-261	СЛ-281	СЛ-321	СЛ-361	СЛ-369	СЛ-521	СЛ-521К	СЛ-569	СЛ-569К	СЛ-571К	СЛ-621	СЛ-661	СЛ-267	СЛ-267А	СЛ-267В	СЛ-327	СЛ-367	СЛ-365	СЛ-525
Номинальное напряжение в в	110	110	110	110	110	24	110	110	110	110	110	110	110	24	110	110	110/50 _{як}	110/50 _{як}	110/50 _{як}	110/55 _{як}	110/55 _{як}	110 _{як}	110 _{як}
Номинальный ток якоря в а	0,16	0,17	0,25	0,25	0,41	2,16	0,58	0,75	0,8	1,07	0,37	1,96	0,58	6,15	2,08	2,66	0,81	0,81	0,81	0,8	0,9	0,7	1,4
Ток возбуждения в а	0,07	0,08	0,05	0,05	0,09	0,24	0,12	0,1	0,1	0,13	0,13	0,24	0,22	0,85	0,22	0,24	0,09	0,09	0,09	0,1	0,1	1,4	1,4
Ток короткого замыкания в а	0,45	0,64	0,9	0,76	1,74	16,0	3,3	4,35	5,85	10,0	1,1	24,0	2,25	62,0	30,0	54,0	1,04 (с R _я)	1,04 (с R _я)	1,04 (с R _я)	1,26 (с R _я)	1,30 (с R _я)	5,25	11,3
Потребляемая мощность в вт	25,3	27,5	33,0	33,0	55,0	57,6	77,0	93,5	99,0	132,0	55,0	242,0	88,0	168,0	253,0	319,0	50,4	50,4	50,4	55,0	60,5	84,1	149,0
Полезная мощность в вт	7,5	8,6	13	13	24	26	38	50	55	77	20	175	36	95	172	230	27	27	27	28	32	55,5	97,5
Номинальная скорость вращения в об/мин	4500	4000	3600	3600	3600	5200	3000	3000	3600	3000	1000	3600	850	2200	2400	2400	4000	4000	4000	3000	2500	3500	3800
Номинальный момент нагрузки в гдм	14	21	35	35	65	50	125	160	150	250	200	475	420	420	700	925	65	65	65	90	125	150	250
Пусковой момент в гдм	42	80	90	90	200	125	310	400	450	650	635	925	1020	750	1250	1550	115	115	115	130	220	500	650
Статический момент трения в гдм	4	4	8	8	8	8	13	13	13	35	35	35	35	35	38	38	8	8	8	13	13	13	35
Момент инерции якоря в гсмсек ²	0,039	0,053	0,14	0,14	0,2	0,2	0,6	0,7	0,7	1,7	1,7	2,7	2,7	2,7	6,75	9,35	0,20	0,20	0,20	0,6	0,7	0,7	1,7
Сопротивление обмотки якоря в ом	240	170	117	117	51	1,15	25,8	20,5	15,2	8,5	74	3,6	40	0,31	3	1,73	10,4	10,4	10,4	7,75	6,5	19	8,5
Сопротивление обмотки возбуждения в ом	1450	1800	1750	1750	1400	92	1010	1160	1160	820	900	820	492	29	560	520	1400	1400	1400	1010	1160	3,6	2,9
Коэффициент самоиндукции якоря в мГн	130	125	230	230	140	0,5	130	115	90	58	360	30	290	2	35	25	27	27	27	36	30	—	—
Габаритные данные электродвигателей типа СЛ в мм:																							
D_1	50	50	70	70	70	70	85	85	85	108	108	108	108	108	130	130	70	70	70	85	85	85	108
L	92	100	107	113,5	118	126,5	124	133	134	148,2	148	173	173	173	204	234	118	155	126,5	123	134	133	148
L_1	51,5	63,5	59	59	70	70	66,5	76,5	76,5	81	81	106	106	106	123,5	153,5	70	70	—	66,5	76,5	76,5	81
L_2	75	87	94,5	94,5	96	105,5	110	120	120	132	132	157	157	157	172	202	96	105,5	105,5	110	120	120	132
d	4Д	4Д	6Д	6Д	6Д	—	8Д	8Д	8Д	10Д	10Д	10Д	10Д	10Д	10Д	10Д	6Д	6Д	—	8Д	8Д	8Д	10Д
l	7	7	9,5	9,5	9,5	—	13	13	13	16	16	16	16	16	16	16	9,5	25	—	13	13	13	16
d_1	—	—	—	6Д	—	6С	8С	—	8С	10А	—	—	—	—	10Д	10С	—	6Д	6С	—	8С	—	—
l_1	—	—	—	9,5	—	21	—	—	—	—	—	—	—	—	16	16	—	24,5	21	—	—	—	—
D_2	55	55	74	74	74	74	89	89	89	112	112	112	112	112	140	140	74	74	—	89	89	89	112
Вес в кг, не более	0,44	0,5	0,9	0,87	1,25	1,22	1,7	1,9	2	3,3	3,2	4,4	4,4	4,4	7,5	9,7	1,25	1,22	1,22	1,65	2	1,9	3,2

Примечание. Значение цифр в обозначениях двигателей типа СЛ.

Первая цифра в обозначении соответствует: 1—I габарит по посадочному диаметру (Ø 50); 2—II габарит по посадочному диаметру (Ø 70); 3—III габарит по посадочному диаметру (Ø 85); 5—IV габарит по посадочному диаметру (Ø 108); 6—V габарит по посадочному

диаметру (Ø 130). Вторая цифра в обозначении соответствует: 2—I габарит по посадочной длине; 6—II габарит по посадочной длине. Третья цифра в обозначении соответствует: 1—шунтовой постоянного тока; 7—шунтовой для потенциометрических схем постоянного тока; 9—шунтовой для ламповых следящих систем постоянного тока.

Передаточная функция (3.166) показывает, что двигатель как динамическая система в случае управления его работой со стороны потока возбуждения может быть представлен сочетанием трех динамических звеньев: интегрирующего звена $1/p$ и двух апериодических звеньев $\frac{1}{T_{вp} + 1}$ и $\frac{K'}{T_{mp} + 1}$.

Если $T_{в} \ll T_{m}$, то передаточная функция двигателя имеет вид

$$\frac{\theta}{u_{в}} = \frac{K'}{p(T_{m}p + 1)}. \quad (3.167)$$

§ 41. Влияние индуктивности якоря на динамические характеристики двигателя

В предыдущих параграфах при анализе динамических характеристик двигателя постоянного тока индуктивность якоря не учитывалась. Представляет интерес дать оценку влияния индуктивности якоря на форму и быстроту протекания переходного процесса в двигателе. Полагаем, что управление двигателем ведется при помощи изменения напряжения на якоре при нагрузке на валу двигателя, определяемой уравнением моментов (3.150). Если пренебречь влиянием реакции якоря на величину потока двигателя, то можно считать, что поток Φ остается постоянным и вращающий момент пропорционален току якоря. Следовательно, уравнение моментов (3.150) можно переписать в виде

$$I_a = \frac{J}{k_m} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{\rho}{k_m} \Omega + \frac{M_c}{k_m}. \quad (3.168)$$

Так как уравнение электрического равновесия с учетом индуктивности якоря представляется выражением (3.151), то, подставляя в него величину тока якоря (3.168), а также производную $\frac{dI_a}{dt}$, получим после несложных преобразований

$$T_m T_a \frac{d^2\Omega}{dt^2} + (T_m + a T_a) \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{k_{дв} f_{дв}}{\rho + f_{дв}} U - \frac{M_c}{\rho + f_{дв}}, \quad (3.169)$$

где $a = \frac{\rho}{\rho + f_{дв}}$,

$T_a = \frac{L_a}{R_a}$ — электромагнитная постоянная времени главной цепи двигателя.

Уравнение (3.169) является уравнением движения двигателя с учетом индуктивности якоря. Решение уравнения (3.169) имеет вид

$$\Omega = \Omega_{уст} + C_1 e^{\alpha_1 t} + C_2 e^{\alpha_2 t}, \quad (3.170)$$

где

$$\Omega_{уст} = \frac{k_{дв} f_{нв} U}{\rho + f_{дв}} - \frac{M_c}{\rho + f_{дв}};$$

C_1, C_2 — постоянные интегрирования;
 α_1, α_2 — корни характеристического уравнения.

Корни характеристического уравнения

$$T_m T_a \alpha^2 + (T_m + a T_a) \alpha + 1 = 0$$

могут быть определены формулами:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= -\left(\frac{1}{2T_a} + \frac{a}{2T_m}\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{2T_a} + \frac{a}{2T_m}\right)^2 - \frac{1}{T_m T_a}}; \\ \alpha_2 &= -\left(\frac{1}{2T_a} + \frac{a}{2T_m}\right) - \sqrt{\left(\frac{1}{2T_a} + \frac{a}{2T_m}\right)^2 - \frac{1}{T_m T_a}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.171)$$

а постоянные интегрирования — на основании начальных условий.

В начальный момент времени $t=0$, очевидно, скорость Ω равна нулю и ток в якоре I_a равен нулю. Последнее соответствует условию, вытекающему из уравнения (3.168), когда $\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{M_c}{J}$.

Следовательно, для определения постоянных C_1 и C_2 имеем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} C_1 + C_2 &= -\Omega_{уст}; \\ C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2 &= -\frac{M_c}{J}, \end{aligned} \right\}$$

решение которой дает

$$C_1 = -\frac{\alpha_2 \Omega_{уст} - \frac{M_c}{J}}{\alpha_2 - \alpha_1}; \quad (3.172)$$

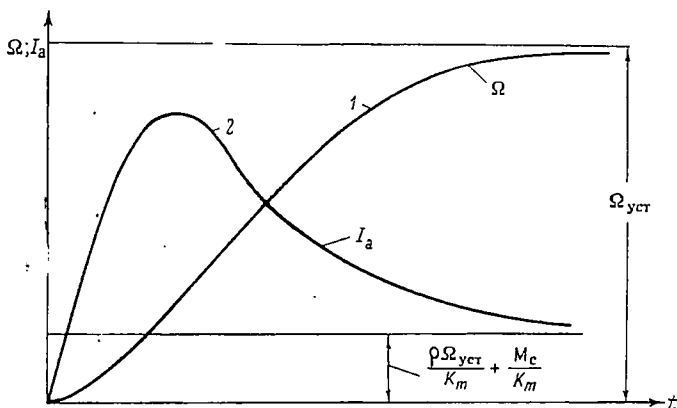
$$C_2 = \frac{\alpha_1 \Omega_{уст} - \frac{M_c}{J}}{\alpha_2 - \alpha_1}. \quad (3.173)$$

Подставив найденные значения $\alpha_1, \alpha_2, C_1, C_2$ в уравнение (3.170), найдем зависимость $\Omega=f(t)$ в переходном режиме. Характер функции $\Omega=f(t)$ может быть различным и зависит от корней характеристического уравнения. Если подкоренные выражения в уравнениях (3.171) больше нуля, что соответствует действительным корням, то переходный процесс, характеризующий установление скорости Ω , будет иметь вид кривой 1 на фиг. 3.93. Если подкоренное выражение отрицательное, то корни комплексные, а переходный процесс носит колебательный характер и соответствует кривой 1 на фиг. 3.94.

Нужно сказать, что условие существования комплексных корней

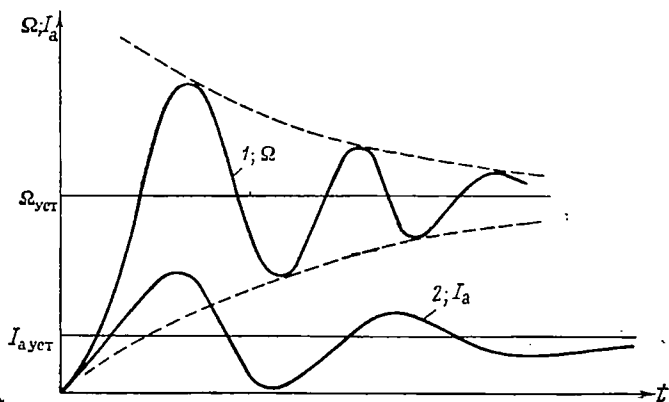
$$\frac{(T_m + aT_a)^2}{T_m} < 4T_a \quad (3.174)$$

может быть выполнено в случае малых величин активного сопротивления R_a главной цепи двигателя и при значительной величине



Фиг. 3.93. Переходный процесс в двигателе в случае действительных корней.

индуктивности L_a . Однако в практических условиях в ряде случаев соотношение параметров R_a и L_a , необходимое для выполнения неравенства (3.174), может быть не выполнено.



Фиг. 3.94. Переходный процесс двигателя в случае комплексных корней.

На графиках фиг. 3.93 и 3.94 вместе с кривыми $\Omega = f(t)$ нанесены кривые, характеризующие изменение тока якоря в переходном режиме. Для получения уравнения, по которому можно построить

эти кривые, нужно скорость Ω , определяемую выражением (3.170), а также производную $\frac{d\Omega}{dt}$, составленную на основании того же уравнения (3.170), подставить в уравнение (3.168). Прделав необходимые преобразования, получим выражение

$$I_a = C_3 e^{\alpha_1 t} + C_4 e^{\alpha_2 t} + C_5, \quad (3.175)$$

в котором

$$C_3 = \frac{C_1}{k_m} (J\alpha_1 + \rho);$$

$$C_4 = \frac{C_2}{k_m} (J\alpha_2 + \rho);$$

$$C_5 = \frac{\rho \Omega_{уст}}{k_m} + \frac{M_c}{k_m}.$$

При действительных корнях α_1 и α_2 ток якоря изменяется в соответствии с кривой 2 на графике фиг. 3.93. В случае выполнения условия (3.174) и существования комплексных корней α_1 и α_2 изменение тока якоря носит колебательный характер, что отражается кривой 2 на графике фиг. 3.94.

§ 42. Амплитудно-фазовая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Амплитудно-фазовая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением может быть получена на основании уравнений (3.159) и (3.166), если в них вместо оператора p подставить $j\omega$. Для двигателя, у которого скорость регулируется изменением напряжения на якоре, амплитудно-фазовая характеристика определяется выражением

$$W(j\omega) = \frac{K}{j\omega(T_m j\omega + 1)}. \quad (3.176)$$

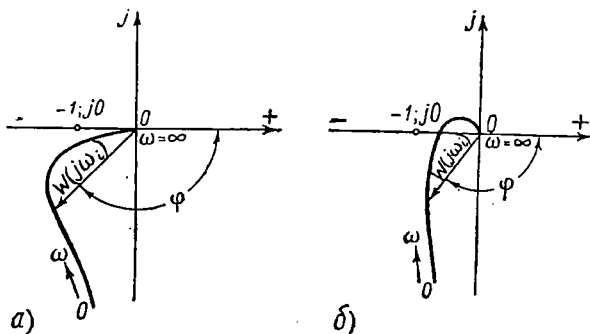
В случае регулирования скорости двигателя изменением потока возбуждения уравнение амплитудно-фазовой характеристики имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{K'}{j\omega(T_m j\omega + 1)(T_b j\omega + 1)}. \quad (3.177)$$

Формулы (3.176) и (3.177) показывают, что при входном воздействии в виде гармонической функции времени на выходе возникают вынужденные колебания, также являющиеся гармонической функцией времени с той же частотой ω , как и у воздействия, но имеющие другие амплитуду и фазу. Амплитуда и фаза выходных колебаний являются функцией частоты ω . При изменении последней

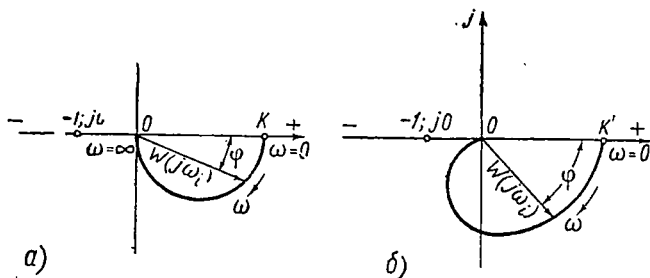
от нуля до бесконечности амплитуда уменьшается, а фаза, характеризующая отставание выходных колебаний относительно колебаний на входе, увеличивается.

Результат построения амплитудно-фазовой характеристики по уравнениям (3.176) и (3.177) на комплексной плоскости путем изменения значений частоты ω и определения геометрического места



Фиг. 3.95. Амплитудно-фазовые характеристики двигателя постоянного тока, если выходным параметром является угол поворота.

концов вектора $W(j\omega)$ приведен на фиг. 3.95, а и б. Соединив какую-либо точку амплитудно-фазовой характеристики, например, соответствующую частоте ω_i , с началом координат вектором $W(j\omega_i)$,



Фиг. 3.96. Амплитудно-фазовые характеристики двигателя постоянного тока, если выходным параметром является скорость.

можно определить амплитуду выходных колебаний по длине этого вектора и фазу как угол, образованный вектором $W(j\omega_i)$ с положительной действительной осью.

Амплитудно-фазовая характеристика фиг. 3.95, б, соответствующая двигателю, у которого скорость регулируется изменением потока возбуждения, может принять форму амплитудно-фазовой харак-

теристики фиг. 3. 95, *a*, если постоянная времени T_v мала по сравнению с постоянной времени T_m , т. е. $T_v \ll T_m$.

Уравнения (3. 176) и (3. 177) соответствуют случаю, когда в качестве выходной величины считается угол поворота θ . Если выходной величиной считать скорость двигателя, то амплитудно-фазовые характеристики для рассматриваемых случаев будут определяться выражениями:

$$W(j\omega) = \frac{K}{T_m j\omega + 1}; \quad (3. 178)$$

$$W(j\omega) = \frac{K'}{(T_m j\omega + 1)(T_v j\omega + 1)}. \quad (3. 179)$$

Графики, соответствующие формулам (3. 178) и (3. 179), показаны на фиг. 3. 96, *a* и *б*. Попутно заметим, что амплитудно-фазовая характеристика (3. 178) на фиг. 3. 96, *a* является полуокружностью с диаметром, равным K .

Б. ДВУХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

§ 43. Принцип действия и конструкция двухфазного асинхронного двигателя

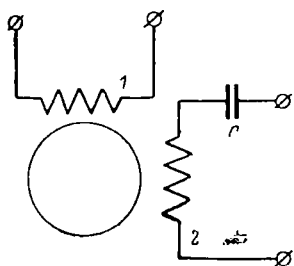
Двухфазные асинхронные двигатели находят весьма широкое применение в технике автоматического регулирования, в маломощных следящих системах приборного типа. Особенно широкое распространение получили двухфазные асинхронные двигатели с тонкостенным ротором.

Целый ряд достоинств, к числу которых следует отнести отсутствие щеток и коллектора, незначительный момент инерции ротора, простота и стабильность усиления управляющего сигнала при помощи усилителей переменного тока, создают особенно благоприятные условия для применения двухфазных двигателей в следящем приводе в качестве исполнительного элемента.

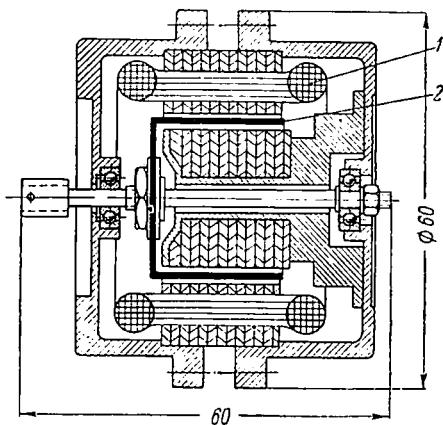
Двухфазный асинхронный двигатель имеет короткозамкнутый ротор, выполненный в виде «беличьего колеса», образованного несколькими продольными проводниками, замкнутыми накоротко в торцевой части поперечными кольцами, или в виде тонкостенного полого стакана. Статор двигателя имеет две обмотки, которые укладывают в пазы пакета из железных пластин так, чтобы магнитные оси их были взаимно-перпендикулярными. Одна из обмоток статора является возбуждающей и подключается к источнику питания переменного тока с фиксированным напряжением. Вторая обмотка является управляющей и обычно питается напряжением перемен-

ного тока той же частоты, что и напряжение возбуждения, но через управляющий усилитель.

Для нормальной работы двигателя необходимо, чтобы оба напряжения были сдвинуты по фазе на $\pi/2$ одно относительно другого. В этом случае возникает вращающееся магнитное поле, которое может быть круговым при одинаковых амплитудах магнитных потоков, действующих вдоль магнитных осей обмоток управления и возбуждения, и эллиптическим, если амплитуды магнитных потоков не равны друг другу. Вращающееся магнитное поле индуцирует в стенках ротора токи, которые, взаимодействуя с магнитным потоком, обуславливают появление вращающего момента, увлекающего ротор в сторону вращения магнитного поля.



Фиг. 3. 97. Двухфазный асинхронный двигатель.



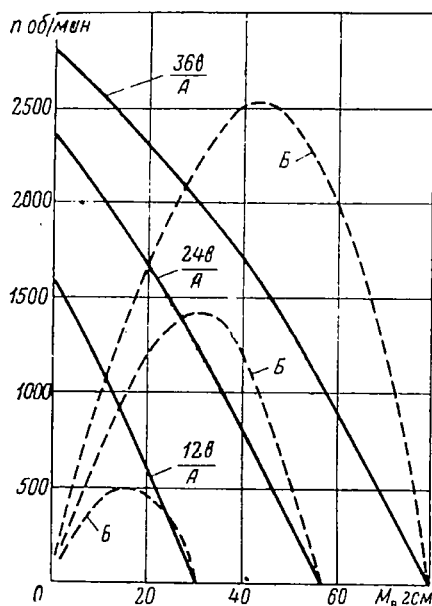
Фиг. 3. 98а. Конструкция двухфазного асинхронного двигателя.

Для изменения направления вращения ротора достаточно изменить фазу управляющего напряжения на 180° , что влечет за собой изменение направления вращения поля.

Для получения фазового сдвига в $\pi/2$ между управляющим напряжением и напряжением обмотки возбуждения последовательно с обмоткой возбуждения включают емкость так, как это показано на фиг. 3. 97.

На фиг. 3. 98а приведена конструкция одного из образцов двухфазного двигателя с тонкостенным ротором. На этой фигуре цифрой 1 обозначена обмотка статора, цифрой 2 — ротор, сделанный в виде полого стакана из немагнитного материала (алюминия или меди) для исключения влияния эксцентриситета. В случае выполнения ротора из железа наличие эксцентриситета обуславливает притяжение ротора в положениях минимального зазора и неустойчивое вращение, особенно при небольших напряжениях на обмотке управления. Толщина стенки стакана в маломощных двигателях определяется величиной 0,15—0,2 мм, а в более мощных двигателях — 0,3—0,9 мм. Двигатель, изображенный на фиг. 3. 98а, рассчитан на мощность около 4 вт.

На фиг. 3. 986 приведены основные характеристики двигателя. Кривые А дают зависимость вращающего момента от скорости вращения при напряжении на обмотке возбуждения в 36 в (400 гц) и напряжениях на обмотке управления в 12, 24 и 36 в (400 гц).



Фиг. 3. 986. Механические характеристики двухфазного асинхронного двигателя.

сопротивление ротора повышают путем изготовления продольных проводников «колеса» из материалов, обладающих большим удельным сопротивлением.

§ 44. Система уравнений, описывающих физические процессы в двухфазном асинхронном двигателе

На фиг. 3. 99 схематично представлен асинхронный двухфазный двигатель с обмоткой возбуждения 1 и управляющей обмоткой 2. Предположим, двигатель имеет симметричную систему обмоток, которые питаются от двух источников: обмотка возбуждения от источника с напряжением u_1 , а обмотка управления — от источника с напряжением u_2 . В общем случае напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 могут различаться как по амплитуде, так и по фазе, т. е. могут быть сдвинуты по фазе друг относительно друга более чем на $\pi/2$. Если обозначить через S_c коэффициент самоиндукции каждой из обмоток статора, определяющийся наличием потоков рассеяния, то дифференциальное уравнение, описывающее физические процессы в обмотке возбуждения, будет иметь следующий вид:

$$u_1 = i_{1c}R + S_c \frac{di_{1c}}{dt} + w_c \frac{d\Phi_{t1}}{dt}, \quad (3.180)$$

а дифференциальное уравнение, описывающее физические процессы в обмотке управления

$$u_2 = i_{2c}R + S_c \frac{di_{2c}}{dt} + w_c \frac{d\Phi_{t2}}{dt}, \quad (3.181)$$

где u_1 — напряжение возбуждения;

u_2 — управляющее напряжение;

i_{1c} — ток в обмотке возбуждения;

i_{2c} — ток в обмотке управления;

Φ_{11} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. обмотки возбуждения и эквивалентной обмотки ротора;

Φ_{12} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. управляющей обмотки и эквивалентной обмотки ротора;

R — активное сопротивление обмотки статора;

w_c — число витков статорных обмоток.

Величины основных магнитных потоков Φ_{11} и Φ_{12} можно определить, если ротор представить в виде эквивалентной двухфазной обмотки с числом витков w_p , в следующем виде:

$$\Phi_{11} = \frac{i_{1c}w_c + i_{1p}w_p}{R_m}; \quad (3.182)$$

$$\Phi_{12} = \frac{i_{2c}w_c + i_{2p}w_p}{R_m}, \quad (3.183)$$

где i_{1p} — ток в первой фазе эквивалентной обмотки ротора;

i_{2p} — ток во второй фазе эквивалентной обмотки ротора;

R_m — магнитное сопротивление в цепи основного магнитного потока.

Подставив значения основных потоков Φ_{11} и Φ_{12} в уравнения (3.180) и (3.181), получим

$$u_1 = i_{1c}R + \left(S_c + M \frac{w_c}{w_p} \right) \frac{di_{1c}}{dt} + M \frac{di_{1p}}{dt}; \quad (3.184)$$

$$u_2 = i_{2c}R + \left(S_c + M \frac{w_c}{w_p} \right) \frac{di_{2c}}{dt} + M \frac{di_{2p}}{dt}, \quad (3.185)$$

где $M = \frac{w_c w_p}{R_m}$ — коэффициент взаимной индукции между цепями статора и ротора;

$L = S_c + M \frac{w_c}{w_p}$ — полный коэффициент самоиндукции статорных обмоток.

Система уравнений (3.184) и (3.185) может быть записана в ином, более простом виде, если ввести потокоцепления обмоток статора и ротора ψ_{1c} и ψ_{2c} , т. е.

$$u_1 = i_{1c}R + \frac{d\psi_{1c}}{dt}; \quad (3.186)$$

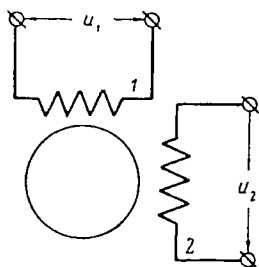
$$u_2 = i_{2c}R + \frac{d\psi_{2c}}{dt}, \quad (3.187)$$

где

$$\psi_{1c} = Li_{1c} + Mi_{1p};$$

$$\psi_{2c} = Li_{2c} + Mi_{2p}.$$

Аналогичным образом можно составить дифференциальные уравнения для эквивалентной двухфазной обмотки ротора. Обозначая через S_p коэффициент



Фиг. 3.99. Двухфазный асинхронный двигатель.

самоиндукции эквивалентных обмоток ротора, определяющийся наличием потоков рассеяния, найдем

$$S_p = \frac{\omega_p^2}{R_{ms}}, \quad (3.188)$$

где R_{ms} — магнитное сопротивление для потока рассеяния.

Учитывая вращение ротора и возникающую вследствие этого э. д. с. вращения, получим следующие дифференциальные уравнения для ротора с эквивалентной двухфазной обмоткой:

$$0 = i_{1p}r + S_p \frac{di_{1p}}{dt} + \omega_p \frac{d\Phi_{l1}}{dt} + \omega_p (\Phi_{l2} + \Phi_{sp2}) \frac{d\theta}{dt}; \quad (3.189)$$

$$0 = i_{2p}r + S_p \frac{di_{2p}}{dt} + \omega_p \frac{d\Phi_{l2}}{dt} - \omega_p (\Phi_{l1} + \Phi_{sp1}) \frac{d\theta}{dt}, \quad (3.190)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{sp1} &= \frac{i_{1p}\omega_p}{R_{ms}} \\ \Phi_{sp2} &= \frac{i_{2p}\omega_p}{R_{ms}} \end{aligned} \right\} \text{— потоки рассеяния;}$$

r — активное сопротивление ротора;

$\frac{d\theta}{dt} = \Omega$ — угловая скорость ротора.

Подставляя в уравнения (3.189) и (3.190) выражения (3.182) и (3.183), а также учитывая (3.188), получим

$$0 = i_{1p}r + \left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) \frac{di_{1p}}{dt} + M \frac{di_{1c}}{dt} + \left[Mi_{2c} + i_{2p} \left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) \right] \frac{d\theta}{dt}; \quad (3.191)$$

$$0 = i_{2p}r + \left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) \frac{di_{2p}}{dt} + M \frac{di_{2c}}{dt} - \left[Mi_{1c} + i_{1p} \left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) \right] \frac{d\theta}{dt}, \quad (3.192)$$

где $l = S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c}$ — полный коэффициент самоиндукции ротора.

Так как

$$\left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) i_{1p} + Mi_{1c} = \psi_{1p};$$

$$\left(S_p + M \frac{\omega_p}{\omega_c} \right) i_{2p} + Mi_{2c} = \psi_{2p}$$

есть потокосцепления ротора, то система уравнений (3.191) и (3.192) может быть переписана в виде

$$0 = i_{1p}r + \frac{d\psi_{1p}}{dt} + \psi_{2p} \frac{d\theta}{dt}, \quad (3.193)$$

$$0 = i_{2p}r + \frac{d\psi_{2p}}{dt} - \psi_{1p} \frac{d\theta}{dt}. \quad (3.194)$$

Известно, что электромагнитный момент двигателя может быть определен по выражению

$$M_{\text{в}} = \psi_{2\text{р}} i_{1\text{р}} - \psi_{1\text{р}} i_{2\text{р}} \quad (3.195)$$

или

$$M_{\text{в}} = M (i_{2\text{с}} i_{1\text{р}} - i_{1\text{с}} i_{2\text{р}}). \quad (3.196)$$

Тогда при наличии некоторого момента сопротивления $M_{\text{с}}$, например, определяемого вязким трением

$$M_{\text{с}} = \rho \frac{d\theta}{dt},$$

уравнение движения асинхронного двухфазного двигателя будет иметь вид

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} = M (i_{2\text{с}} i_{1\text{р}} - i_{1\text{с}} i_{2\text{р}}), \quad (3.197)$$

где J — момент инерции ротора;
 ρ — коэффициент вязкого трения.

Таким образом, для анализа физических процессов в асинхронном двухфазном двигателе имеем следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_{1\text{с}} R + L \frac{di_{1\text{с}}}{dt} + M \frac{di_{1\text{р}}}{dt} &= u_1; \\ i_{2\text{с}} R + L \frac{di_{2\text{с}}}{dt} + M \frac{di_{2\text{р}}}{dt} &= u_2; \\ i_{1\text{р}} r + l \frac{di_{1\text{р}}}{dt} + M \frac{di_{1\text{с}}}{dt} + (Mi_{2\text{с}} + li_{2\text{р}}) \frac{d\theta}{dt} &= 0; \\ i_{2\text{р}} r + l \frac{di_{2\text{р}}}{dt} + M \frac{di_{2\text{с}}}{dt} - (Mi_{1\text{с}} + li_{1\text{р}}) \frac{d\theta}{dt} &= 0; \\ J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} &= M (i_{2\text{с}} i_{1\text{р}} - i_{1\text{с}} i_{2\text{р}}). \end{aligned} \right\} \quad (3.198)$$

Система уравнений (3.199) может быть положена в основу анализа как статических, так и динамических характеристик двигателя, в основу определения передаточной функции двухфазного двигателя.

§ 45. Вращающийся момент асинхронного двухфазного двигателя

Для определения зависимости скорости вращения ротора от величины электромагнитного момента воспользуемся первыми четырьмя уравнениями системы (3.198).

Предположим, что напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 заданы в виде векторов:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_1 e^{j\omega t}; \\ u_2 &= U_2 e^{j(\omega t + \varphi)}, \end{aligned} \right\} \quad (3.199)$$

проекции которых на вещественную или мнимую ось определяют значение напряжений как функций времени.

Осуществляя переход от векторов u_1 и u_2 к векторам u_1' и u_2' , которые определяются выражениями вида

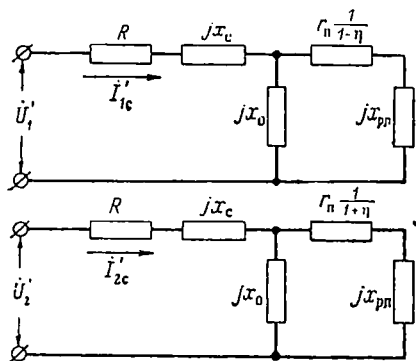
$$\left. \begin{aligned} u_1' &= \frac{u_1 + ju_2}{2}; \\ u_2' &= \frac{u_1 - ju_2}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (3.200)$$

получим следующие значения векторов u_1' и u_2' , если фазовый сдвиг

$$\varphi = -\frac{\pi}{2};$$

$$u_1' = \frac{1}{2} (U_1 + U_2) e^{j\omega t}; \quad (3.201)$$

$$u_2' = \frac{1}{2} (U_1 - U_2) e^{j\omega t}. \quad (3.202)$$



Фиг. 3.100. Эквивалентная схема двухфазного двигателя.

Введя в систему уравнений (3.198) величины u_1' и u_2' в соответствии с выражениями (3.200), а также величины i_{1c}' , i_{2c}' , i_{1p}' и i_{2p}' , которые определяются уравнениями, аналогичными (3.200), получим

$$\left. \begin{aligned} i_{1c}' R + L \frac{di_{1c}'}{dt} + M \frac{di_{1p}'}{dt} &= u_1'; \\ i_{2c}' R + L \frac{di_{2c}'}{dt} + M \frac{di_{2p}'}{dt} &= u_2'; \\ i_{1p}' r + l \frac{di_{1p}'}{dt} + M \frac{di_{1c}'}{dt} - (Mi_{1c}' + li_{1p}') j\Omega &= 0; \\ i_{2p}' r + l \frac{di_{2p}'}{dt} + M \frac{di_{2c}'}{dt} + (Mi_{2c}' + li_{2p}') j\Omega &= 0; \\ M_b &= 2jM (i_{2c}' i_{1p}' - i_{1c}' i_{2p}'). \end{aligned} \right\} \quad (3.203)$$

Уравнения системы (3.203) дают связь между мгновенными значениями напряжений, токов и скорости. При определении статических характеристик двигателя представляют интерес установив-

шиеся значения токов и скорости. Поэтому уравнения (3.203) в символическом виде для синусоидального изменения во времени всех напряжений и токов, а также для условий установившегося режима могут быть представлены в форме

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}'_{1c}R + j\omega L\dot{I}'_{1c} + j\omega M\dot{I}'_{1p} &= \dot{U}'_1; \\ \dot{I}'_{2c}R + j\omega L\dot{I}'_{2c} + j\omega M\dot{I}'_{2p} &= \dot{U}'_2; \\ \dot{I}'_{1p}r + j\omega l\dot{I}'_{1p} + j\omega M\dot{I}'_{1c} - j\Omega(M\dot{I}'_{1c} + l\dot{I}'_{1p}) &= 0; \\ \dot{I}'_{2p}r + j\omega l\dot{I}'_{2p} + j\omega M\dot{I}'_{2c} + j\Omega(M\dot{I}'_{2c} + l\dot{I}'_{2p}) &= 0. \end{aligned} \right\} (3.204)$$

Если в систему уравнений (3.204) ввести значения полных коэффициентов самоиндукции L и l , то после элементарных преобразований система приводится к виду

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}'_{1c}(R + jx_c) + jx_0(\dot{I}'_{1p.n} + \dot{I}'_{1c}) &= \dot{U}'_1; \\ \dot{I}'_{2c}(R + jx_c) + jx_0(\dot{I}'_{2p.n} + \dot{I}'_{2c}) &= \dot{U}'_2; \\ \dot{I}'_{1p.n}[r_n + jx_{p.n}(1 - \eta)] + jx_0(\dot{I}'_{1p.n} + \dot{I}'_{1c})(1 - \eta) &= 0; \\ \dot{I}'_{2p.n}[r_n + jx_{p.n}(1 + \eta)] + jx_0(\dot{I}'_{2p.n} + \dot{I}'_{2c})(1 + \eta) &= 0, \end{aligned} \right\} (3.205)$$

где $x_c = \omega S_c$;

$$x_0 = \omega M \frac{\omega_c}{\omega_p};$$

$r_n = r \left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)^2$ — приведенное к статору активное сопротивление ротора;

$x_{p.n} = \omega S_p \left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)^2$ — приведенное к статору реактивное сопротивление ротора;

$\dot{I}'_{1p.n} = \dot{I}'_{1p} \frac{\omega_p}{\omega_c}$ — приведенный к статору ток ротора;

$\dot{I}'_{2p.n} = \dot{I}'_{2p} \frac{\omega_p}{\omega_c}$ — приведенный к статору ток ротора;

$\eta = \frac{\Omega}{\omega}$ — отношение действительной скорости ротора к синхронной.

Из системы уравнений (3.205) следует, что токи \dot{I}'_{1c} и \dot{I}'_{2c} равны:

$$\dot{I}'_{1c} = \frac{\dot{U}'_1}{R + jx_c + \frac{jx_0 \left[r_n \frac{1}{1 - \eta} + jx_{p.n} \right]}{jx_0 + \left(\frac{r_n}{1 - \eta} + jx_{p.n} \right)}}; \quad (3.206)$$

$$i'_{2c} = \frac{U'_2}{R + jx_c + \frac{jx_0 \left[r_n \frac{1}{1 + \eta} + jx_{p.n} \right]}{jx_0 + \left(\frac{r_n}{1 + \eta} + jx_{p.n} \right)}} \quad (3.207)$$

Последние выражения показывают, что действительную схему асинхронного двухфазного двигателя можно заменить эквивалентной схемой фиг. 3.100. При этом схема, определяемая уравнением (3.206), дает схему замещения для тока прямой последовательности, а схема, соответствующая уравнению (3.207), дает схему замещения для тока обратной последовательности.

Уравнения (3.206) и (3.207) можно выразить через электрические постоянные времени обмоток возбуждения и управления, а также цепи ротора и коэффициент связи между цепями статора и ротора. В этом случае уравнения для токов I'_{1c} и I'_{2c} принимают вид

$$i'_{1c} = \frac{U'_1 \left(\frac{1}{1 - \eta} + j\omega\tau_p \right)}{R \left[\frac{1}{1 - \eta} + \omega^2\tau_p\tau_c(k^2 - 1) + j \left(\omega\tau_p + \frac{\omega\tau_c}{1 - \eta} \right) \right]} \quad (3.208)$$

$$i'_{2c} = \frac{U'_2 \left(\frac{1}{1 + \eta} + j\omega\tau_p \right)}{R \left[\frac{1}{1 + \eta} + \omega^2\tau_p\tau_c(k^2 - 1) + j \left(\omega\tau_p + \frac{\omega\tau_c}{1 + \eta} \right) \right]} \quad (3.209)$$

где $\tau_c = \frac{L}{R}$ — электрическая постоянная времени обмоток статора;
 $\tau_p = \frac{l}{r}$ — электрическая постоянная времени ротора;
 $k = \frac{M}{\sqrt{Ll}}$ — коэффициент связи между цепями статора и ротора.

Эквивалентная схема фиг. 3.100 позволяет найти механическую мощность двигателя и пропорциональную ей величину вращающего момента.

Электромагнитная мощность двигателя может быть найдена путем составления разности между электромагнитной мощностью прямой последовательности и электромагнитной мощностью обратной последовательности. Так как механическая мощность двигателя определяется как разность между электромагнитной мощностью и мощностью потерь в роторе, обусловленных токами прямой и обратной последовательности, то, следовательно, механическая мощность будет равна

$$P_m = 2\eta \left[\frac{I'^2_{1p.n} r_n}{1 - \eta} - \frac{I'^2_{2p.n} r_n}{1 + \eta} \right] \quad (3.210)$$

откуда находим вращающий момент

$$M_{\text{в}} = \frac{P_{\text{м}}}{\Omega} = \frac{2}{\omega} \left[\frac{I'_{1\text{р.п}}{}^2 r_{\text{п}}}{1 - \eta} - \frac{I'_{2\text{р.п}}{}^2 r_{\text{п}}}{1 + \eta} \right] \frac{10^5}{9,81} \text{ [гсм]}. \quad (3.211)$$

На основании эквивалентной схемы можно найти токи $I'_{1\text{р.п}}$ и $I'_{2\text{р.п}}$, выраженные через параметры двигателя, и соответственно определить вращающий момент двигателя как функцию его параметров и скорости.

Токи $I'_{1\text{р.п}}$ и $I'_{2\text{р.п}}$ равны:

$$I'_{1\text{р.п}} = I'_{1\text{с}} \frac{jx_0}{\frac{r_{\text{п}}}{1 - \eta} + jx_0 + jx_{\text{р.п}}}; \quad (3.212)$$

$$I'_{2\text{р.п}} = I'_{2\text{с}} \frac{jx_0}{\frac{r_{\text{п}}}{1 + \eta} + jx_0 + jx_{\text{р.п}}}. \quad (3.213)$$

или после введения параметров $\tau_{\text{с}}$, $\tau_{\text{р}}$ и $k_{\text{р}}$

$$I'_{1\text{р.п}} = I'_{1\text{с}} \frac{j\omega k_{\text{р}} \tau_{\text{р}}}{\frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_{\text{р}}} \left(\frac{1}{1 - \eta} + j\omega \tau_{\text{р}} \right)}; \quad (3.214)$$

$$I'_{2\text{р.п}} = I'_{2\text{с}} \frac{j\omega k_{\text{р}} \tau_{\text{р}}}{\frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_{\text{р}}} \left(\frac{1}{1 + \eta} + j\omega \tau_{\text{р}} \right)}, \quad (3.215)$$

где

$$k_{\text{р}} = \frac{M}{I}; \quad (k_{\text{р}} k_{\text{с}} = k^2).$$

Используя уравнения (3.201), (3.202), (3.208), (3.209), (3.214) и (3.215), находим вращающий момент в виде

$$M_{\text{в}} = \frac{r\omega k_{\text{р}}^2 \tau_{\text{р}}^2}{2R^2} \left[\frac{(U_1 + U_2)^2 (1 - \eta)}{(1 + \omega^2 \tau_{\text{р}} \tau_{\text{с}} (k^2 - 1)(1 - \eta))^2 + \omega^2 (\tau_{\text{с}} + \tau_{\text{р}} (1 - \eta))^2} - \frac{(U_1 - U_2)^2 (1 + \eta)}{(1 + \omega^2 \tau_{\text{р}} \tau_{\text{с}} (k^2 - 1)(1 + \eta))^2 + \omega^2 (\tau_{\text{с}} + \tau_{\text{р}} (1 + \eta))^2} \right] \frac{10^5}{9,81} \text{ [гсм]}. \quad (3.216)$$

§ 46. Статические характеристики асинхронного двухфазного двигателя и определение по ним важнейших параметров двигателя $k_{\text{дв}}$, $k_{\text{м}}$, $f_{\text{дв}}$ и T

Формула (3.216) вращающего момента показывает, что связь между моментом и скоростью вращения ротора двигателя нелинейная и что при некотором соотношении электрических постоянных

времени τ_p и τ_c , а следовательно, активных и реактивных сопротивлений возможно существование максимума момента при изменении скорости от нуля до синхронной, т. е. на характеристике скорость—момент возможно существование такого участка, где возрастание скорости соответствует возрастанию момента. Для определения скорости Ω или отношения скоростей $\eta = \frac{\Omega}{\omega}$, при котором момент достигает максимума, нужно решить уравнение $\frac{dM_B}{d\eta} = 0$ относительно η или Ω . Если ради простоты положить, что амплитуда управляющего напряжения равна амплитуде напряжения возбуждения, т. е. существует равенство $U_1 = U_2$, то оказывается, что отношение скоростей η , при котором момент достигает максимума, определяется выражением вида

$$1 - \eta = \pm \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \tau_c^2}{\omega^2 \tau_p^2 [1 + \omega^2 \tau_c^2 (k^2 - 1)^2]}}, \quad (3.217)$$

в котором знак плюс перед корнем в правой части соответствует двигательному режиму работы, а знак минус — работе двигателя в генераторном режиме. Следовательно, условием существования максимума момента на характеристике скорость—момент при двигательном режиме работы в интервале скоростей $0 \ll \Omega \leq \omega$, что соответствует интервалу скольжений $1 \geq S = 1 - \eta \geq 0$, будет неравенство типа

$$1 + \omega^2 \tau_c^2 < \omega^2 \tau_p^2 [1 + \omega^2 \tau_c^2 (k^2 - 1)^2]. \quad (3.218)$$

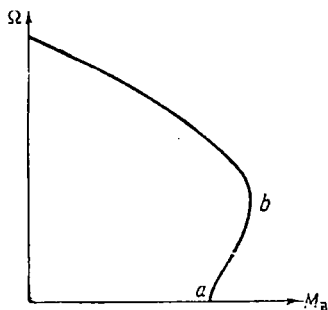
Механическая характеристика $M_B = f(\eta)$, отвечающая условию (3.218), представлена на фиг. 3.101. Подобного рода характеристика не может считаться пригодной для целей плавного регулирования скорости в широких пределах. Наличие на механической характеристике $M_B = f(\eta)$ участка $a-b$ с положительным наклоном способствует возникновению колебаний следящего привода и ухудшает качественные показатели его. Вследствие этого в асинхронных двухфазных двигателях, предназначенных для работы в качестве исполнительного элемента в следящих системах, обычно стараются получить механическую характеристику с отрицательным наклоном во всем диапазоне изменения скорости. Очевидно, для этого необходимо выполнить двигатель с такими параметрами, при которых выполнялось бы неравенство

$$1 + \omega^2 \tau_c^2 > \omega^2 \tau_p^2 [1 + \omega^2 \tau_c^2 (k^2 - 1)^2], \quad (3.219)$$

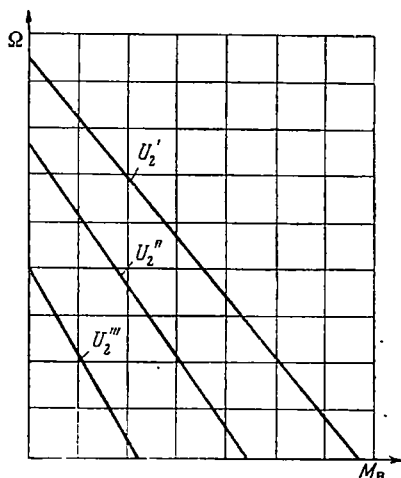
являющееся условием отсутствия максимума на механической характеристике. Для удовлетворения неравенства (3.219) нужно, чтобы электрическая постоянная времени ротора τ_p была по возможности небольшой. Это обычно выполняется путем увеличения

активного сопротивления ротора по сравнению с его реактивным сопротивлением, а также сопротивлением связи между цепями статора и ротора. Поэтому асинхронные двухфазные двигатели, как правило, обладают механической характеристикой такого вида, как это показано на фиг. 3. 98б. Особенностью механических характеристик двухфазного двигателя нужно считать то, что максимальным обычно является пусковой момент, соответствующий нулевой скорости.

Увеличение активного сопротивления r_p ротора при прочих равных условиях делает характеристики фиг. 3. 98б более линейными. Если, например, активное сопротивление ротора r_p значительно превосходит по величине сумму реактивных сопротивлений $(x_0 + x_{p,p})$, то согласно уравнениям (3. 206) и (3. 207)



Фиг. 3. 101. Механическая характеристика двигателя, соответствующая условию (3. 218).



Фиг. 3. 102. Механические характеристики двигателя, соответствующие уравнению (3. 220).

токи статора \dot{I}'_{1c} и \dot{I}'_{2c} практически перестают зависеть от скорости, и формула (3. 216) принимает в этом случае вид

$$M_B = \frac{2r\omega k_p^2 \tau_p^2}{R^2(1 + \omega^2 \tau_c^2)} \left[U_1 U_2 - \frac{U_1^2 + U_2^2}{2} \eta \right]. \quad (3. 220)$$

Уравнение (3. 220) дает линейную связь между моментом и скоростью для заданных значений управляющего напряжения U_2 . Разумеется, в практических условиях получить зависимость вида (3. 220) во всем диапазоне изменения скорости не представляется возможным. Однако в области малых скоростей и напряжений характеристики, определяемые выражением вида (3. 220), могут счи-

таться линейными теоретически и практически с достаточной степенью точности.

Характеристики, отвечающие выражению (3.220), показаны на фиг. 3.102. Это — семейство прямых, пересекающих ось моментов под различными углами.

Из выражений (3.216) и (3.220), связывающих вращающий момент со скоростью, видно, что основные механические характеристики двигателя, а следовательно, и его свойства являются функциями многих параметров. Однако в практических расчетах систем регулирования поведение двигателя и его свойства характеризуются двумя-тремя параметрами, к числу которых следует отнести электромеханическую постоянную времени и коэффициент пропорциональности, связывающий скорость вращения двигателя с подведенным напряжением. Для определения указанных параметров необходимо знание таких величин, как момент инерции, коэффициент пропорциональности между вращающим моментом и подведенным напряжением, коэффициент вязкого трения. Величина этих коэффициентов, а также характер их изменения могут быть определены по статическим характеристикам.

Уравнения (3.216) и (3.220) показывают, что вращающий момент двухфазного двигателя состоит из двух составляющих, одна из которых определяет пусковой момент и пропорциональна величине управляющего напряжения U_2 , а вторая определяет тормозной момент и зависит от величины как скорости, так и управляющего такого же действия на систему, где в качестве исполнительного элемента работает двухфазный двигатель, как и момент сопротивления, пропорциональный скорости вращения исполнительного элемента. Величина тормозного момента может быть определена степенью наклона механической характеристики $M_B = f(\eta)$ или коэффициентом вязкого трения, который иногда называют коэффициентом внутреннего демпфирования двигателя $f_{\text{вн}}$. Коэффициент внутреннего демпфирования есть производная $\frac{dM_B}{d\Omega}$ при постоянном управляющем

напряжении и, как это видно из графика фиг. 3.98б, где изображены механические характеристики, является величиной переменной. В области малых скоростей, где механическая характеристика может считаться линейной, коэффициент внутреннего демпфирования изменяется мало и практически остается величиной постоянной.

По мере увеличения скорости нелинейная зависимость скорости от момента становится более ощутимой, вследствие чего более резко начинает изменяться и коэффициент внутреннего демпфирования, возрастая с увеличением скорости. Следует отметить, что коэффициент внутреннего демпфирования является функцией не только скорости, но и напряжения. Поэтому даже в том случае, когда механические характеристики определяются выражением (3.220), этот коэффициент принимает различные значения при изменении управ-

ляющего напряжения. Так, например, из выражения (3.220) и из графика фиг. 3.102 следует, что коэффициент внутреннего демпфирования равен

$$f_{\text{дв}} = \frac{rk_p^2 \tau_p^2}{R^2(1 + \omega^2 \tau_c^2)} (U_1^2 + U_2^2). \quad (3.221)$$

Как видно из формулы, коэффициент внутреннего демпфирования возрастает с увеличением управляющего напряжения и наиболее резко в тех случаях, когда величина управляющего напряжения соизмерима с величиной напряжения возбуждения.

Таким образом, нелинейность механических характеристик двухфазного двигателя обуславливает переменность коэффициента $f_{\text{дв}}$. При этом в области малых скоростей и напряжений, где характеристики практически линейны, коэффициент $f_{\text{дв}}$ имеет постоянную величину.

По коэффициенту внутреннего демпфирования и моменту инерции можно определить электромеханическую постоянную времени. Так, например, для двухфазного двигателя, механические характеристики которого определяются в первом приближении выражением (3.220), электромеханическая постоянная времени будет равна

$$T = \frac{J}{f_{\text{дв}}} = \frac{JR^2(1 + \omega^2 \tau_c^2)}{rk_p^2 \tau_p^2 (U_1^2 + U_2^2)}. \quad (3.222)$$

Если управляющее напряжение U_2 является функцией времени, то электромеханическая постоянная времени также будет функцией времени. При этом увеличение управляющего напряжения соответствует уменьшению T . Это свойство может быть использовано с целью повышения быстродействия следящей системы с пропорциональной обратной связью, где управляющее напряжение изменяется вместе с изменением ошибки. Для уменьшения электромеханической постоянной времени и соответственного увеличения быстродействия необходимо на время реакции системы управляющее напряжение иметь максимальным, включив в цепь обратной связи нелинейный элемент, обеспечивающий искусственное повышение сигнала ошибки на время реакции.

По механическим характеристикам фиг. 3.986 и 3.102 можно построить характеристику холостого хода, представляющую зависимость скорости вращения двигателя от величины управляющего напряжения при нулевой нагрузке, а также характеристику короткого замыкания, представляющую зависимость вращающего момента при нулевой скорости от величины управляющего напряжения. Построить первую характеристику можно путем определения точек пересечения характеристик $M_n = f(\eta)$ для различных управляющих напряжений U_2 с осью η , а вторую — путем определения точек пересечения тех же характеристик $M_n = f(\eta)$ для различных U_2 с осью M_n . Указанные характеристики приведены на фиг. 3.103.

Математическое выражение характеристики холостого хода может быть дано в виде

$$\eta = f_1(U_2) \quad \text{при} \quad M_B = 0, \quad (3.223)$$

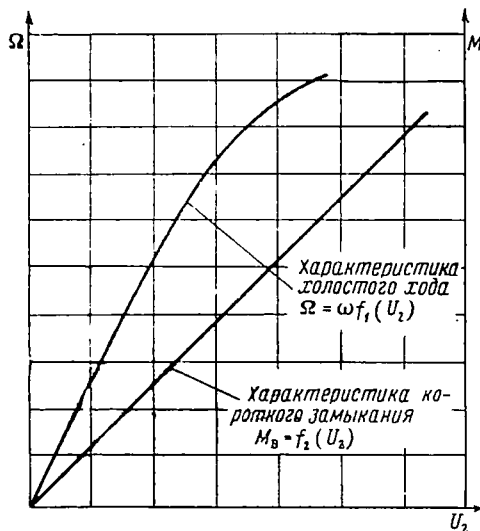
а характеристики короткого замыкания — в виде

$$M_B = f_2(U_2) \quad \text{при} \quad \eta = 0. \quad (3.224)$$

Коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным напряжением определяется характеристикой короткого замыкания и равен тангенсу угла наклона этой характеристики к оси абсцисс, т. е.

$$K_m = \left. \frac{dM_B}{dU_2} \right|_{\eta=0} = \frac{2\omega k_p^2 \tau_p^2 U_1 10^5}{R^2 \{ [1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (k^2 - 1)]^2 + \omega^2 (\tau_c + \tau_p)^2 \} 9,81}. \quad (3.225)$$

Коэффициент пропорциональности между скоростью и подведенным напряжением определяется характеристикой холостого хода и может быть вычислен путем определения производной $\frac{d\Omega}{dU_2}$



Фиг. 3.103. Характеристики холостого хода и короткого замыкания.

коэффициент уменьшается, причем наиболее резко уменьшение наблюдается при больших величинах управляющего напряжения и скорости. В области малых напряжений и скорости коэффициент $K_{дв}$ остается практически постоянной величиной, что соответствует линейной части характеристики холостого хода.

Таким образом, в зоне малых напряжений и скоростей, где статические характеристики двигателя линейны и механические характеристики могут быть представлены семейством параллельных наклонных прямых, коэффициенты двухфазного двигателя K_m , $K_{дв}$ и

по экспериментально снятой характеристике холостого хода или по выражению (3.223).

График фиг. 3.103, а также уравнение (3.225) показывают, что коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным напряжением K_m является величиной постоянной в широком диапазоне изменения управляющего напряжения. Тот же график дает возможность установить, что коэффициент пропорциональности между скоростью и управляющим напряжением является величиной переменной. С увеличением управляющего напряжения и скорости этот коэффициент

$f_{дв}$ постоянны, и, как легко показать, между ними существует связь, определяемая уравнением

$$K_m = K_{дв} f_{дв}. \quad (3.226)$$

Если известны коэффициенты внутреннего демпфирования $f_{дв}$ и пропорциональности между моментом и напряжением, то по формуле (3.226) легко вычислить коэффициент пропорциональности между скоростью и напряжением $K_{дв}$. Это один из возможных путей определения $K_{дв}$.

Уравнения, описывающие механические характеристики, а также характеристики холостого хода и короткого замыкания, дают возможность проанализировать влияние того или иного параметра двигателя на величину и характер изменения важнейших коэффициентов двигателя.

§ 47. Передаточная функция асинхронного двухфазного двигателя

Выше была выведена система уравнений (3.198), описывающих физические процессы в двухфазном двигателе. Предположим, что обмотка возбуждения двигателя подключена к источнику питания с напряжением

$$u_1 = U_1 \cos \omega t, \quad (3.227)$$

а на управляющей обмотке двухфазного двигателя действует напряжение

$$u_2 = a(t) \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.228)$$

Система уравнений (3.198) является нелинейной. Однако, учитывая незначительное влияние электродвижущей силы вращения ротора на величину тока в обмотке возбуждения, особенно в области скоростей, значительно отличающихся от синхронной, систему (3.198) можно свести к линейной системе дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и взять за основу при определении передаточной функции двухфазного двигателя. Такое упрощающее предположение не лишено оснований, так как обычные двухфазные двигатели, применяемые в маломощных следящих системах, в счетно-решающих устройствах, в системах дистанционного управления имеют зависимость момента от скорости вращения, достаточно близкую к линейной и соответствующую по характеру уменьшению вращающего момента при увеличении скорости. Такого рода характеристики двигателя могут быть получены, как это было показано выше, при условии, когда активное сопротивление ротора значительно превосходит по величине реактивное сопротивление ротора, а также сопротивление связи между цепями статора и ротора. Такое предположение будет тем более оправданным, чем меньше диапазон используемых скоростей.

Таким образом, пренебрегая влиянием электродвижущей силы вращения ротора на ток в обмотке возбуждения, получим систему

уравнений, которая может быть положена в основу определения передаточной функции двухфазного двигателя:

$$\left. \begin{aligned} i_{1c} + \tau_c \frac{di_{1c}}{dt} + k_c \tau_c \frac{di_{1p}}{dt} &= I_1 \cos \omega t; \\ i_{2c} + \tau_c \frac{di_{2c}}{dt} + k_c \tau_c \frac{di_{2p}}{dt} &= I_2(t) \sin(\omega t + \varphi); \\ i_{1p} + \tau_p \frac{di_{1p}}{dt} + k_p \tau_p \frac{di_{1c}}{dt} &= 0; \\ i_{2p} + \tau_p \frac{di_{2p}}{dt} + k_p \tau_p \frac{di_{2c}}{dt} - \tau_p (k_p i_{1c} + i_{1p}) \frac{d\theta}{dt} &= 0; \\ J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} &= M(i_{2c} i_{1p} - i_{1c} i_{2p}), \end{aligned} \right\} \quad (3.229)$$

где

$$\tau_c = \frac{L}{R}; \quad \tau_p = \frac{l}{r}; \quad k_c = \frac{M}{L}; \quad k_p = \frac{M}{l}; \quad I_1 = \frac{U_1}{R}; \quad I_2(t) = \frac{a(t)}{R}.$$

Решение этой системы уравнений, имеющее целью определить передаточную функцию двухфазного двигателя, можно разбить на три этапа. Первый этап связан с определением тока возбуждения i_{1c} и соответствующего тока ротора i_{1p} . Во втором этапе находят изображения тока управляющей обмотки i_{2c} и соответствующего тока ротора i_{2p} . В последнем этапе находят передаточную функцию по уравнению движения двухфазного двигателя на основании найденных значений токов i_{1c} и i_{1p} , а также изображений токов i_{2c} и i_{2p} .

Из первого и третьего уравнений системы (3.229) можно определить токи i_{1c} и i_{1p} . Однако при определении токов i_{1c} и i_{1p} следует иметь в виду, что обмотка возбуждения подключена к источнику питания с фиксированным напряжением, которое в процессе работы двигателя остается неизменным. Вследствие этого для решения системы (3.229) достаточно определить только установившиеся значения тока возбуждения i_{1c} и соответствующего тока в роторе i_{1p} . Выполнив необходимые математические преобразования, найдем установившееся значение тока возбуждения:

$$i_{1c,y} = I_{1c} \cos(\omega t + \psi_1) \quad (3.230)$$

и установившееся значение соответствующего тока в роторе:

$$i_{1p,y} = I_{1p} \sin(\omega t - \psi_2), \quad (3.231)$$

где

$$I_{1c} = \frac{I_1 \sqrt{1 + \tau_p^2 \omega^2}}{\sqrt{[1 - \tau_c \tau_p (1 - k^2) \omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}}; \quad (3.232)$$

$$I_{1p} = \frac{I_1 k_p \tau_p \omega}{\sqrt{[1 - \tau_c \tau_p (1 - k^2) \omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}}; \quad (3.233)$$

$$\psi_1 = \arctg \omega \tau_p - \arctg \frac{\omega (\tau_p + \tau_c)}{1 - \tau_c \tau_p (1 - k^2) \omega^2}; \quad (3.234)$$

$$\psi_2 = \arctg \frac{\omega (\tau_p + \tau_c)}{1 - \tau_c \tau_p (1 - k^2) \omega^2}. \quad (3.235)$$

Для определения изображений токов i_{2c} и i_{2p} необходимо значения токов i_{1c} и i_{1p} , определяемых выражениями (3.230) и (3.231), подставить вместо i_{1c} и i_{1p} во второе и четвертое уравнения системы (3.229).

Во второе и четвертое уравнения системы (3.229) входят две неизвестные функции $I_2(t)$ и $\frac{d\theta}{dt} = \Omega(t)$. Полагая, что функции $I_2(t)$ и $\Omega(t)$ имеют своими изображениями соответственно функции $I_2(p)$ и $\Omega(p)$, получим на основании теоремы о смещении в комплексной области:

$$\left. \begin{aligned} i_{2c}(p)[1 + \tau_c p] + i_{2p}(p) k_c \tau_c p &= \alpha(p - j\omega; p + j\omega); \\ i_{2c}(p) k_p \tau_p p + i_{2p}(p)[1 + \tau_p p] &= \beta(p - j\omega; p + j\omega), \end{aligned} \right\} \quad (3.236)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha(p - j\omega; p + j\omega) &= \frac{\cos \varphi}{2j} [I_2(p - j\omega) - I_2(p + j\omega)] + \\ &+ \frac{\sin \varphi}{2} [I_2(p - j\omega) + I_2(p + j\omega)]; \end{aligned} \quad (3.237)$$

$$\begin{aligned} \beta(p - j\omega; p + j\omega) &= \frac{A}{2} [\Omega(p - j\omega) + \Omega(p + j\omega)] + \\ &+ \frac{B}{2j} [\Omega(p - j\omega) - \Omega(p + j\omega)]; \end{aligned} \quad (3.238)$$

$$B = \frac{I_1 k_p \tau_p \omega (\tau_p + \tau_c)}{[1 - \tau_p \tau_c (1 - k^2) \omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}; \quad (3.239)$$

$$A = \frac{I_1 k_p \tau_p [1 - \tau_p \tau_c (1 - k^2) \omega^2]}{[1 - \tau_p \tau_c (1 - k^2) \omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}. \quad (3.240)$$

Из уравнений (3.236) находим изображения токов $i_{2c}(p)$ и $i_{2p}(p)$:

$$i_{2c}(p) = \frac{\alpha(p - j\omega; p + j\omega)[1 + \tau_p p] - k_c \tau_c p \beta(p - j\omega; p + j\omega)}{1 + (\tau_p + \tau_c) p + \tau_c \tau_p p^2 (1 - k^2)}; \quad (3.241)$$

$$i_{2p}(p) = \frac{\beta(p - j\omega; p + j\omega)[1 + \tau_c p] - k_p \tau_p p \alpha(p - j\omega; p + j\omega)}{1 + (\tau_p + \tau_c) p + \tau_c \tau_p p^2 (1 - k^2)}. \quad (3.242)$$

Найденные изображения токов в обмотке управления $i_{2c}(p)$ и в роторе $i_{2p}(p)$ позволяют применить одну из частных форм теоремы свертки функций с целью нахождения передаточной функции двух-

фазного двигателя по уравнению движения, которое является пятым в системе (3.229).

Подставив в пятое уравнение системы (3.229) токи $i_{1\omega y}$ и $i_{1p y}$, определяемые уравнениями (3.230) и (3.231), получим

$$\frac{J}{M} \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{\rho}{M} \frac{d\theta}{dt} = i_{2c} I_{1p} \sin(\omega t - \psi_2) - i_{2p} I_{1c} \cos(\omega t + \psi_1). \quad (3.243)$$

Уравнение (3.243) можно решить, применяя теорему свертки функций. Известно, что если функции $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ преобразуемы по Лапласу и имеют своими изображениями функции $\varphi_1(p)$ и $\varphi_2(p)$ соответственно и если $\varphi_1(p) \equiv \frac{A_1(p)}{B_1(p)}$ представляет собой рациональную алгебраическую дробь, имеющую только q простых полюсов и не имеющую более никаких других полюсов, то действительно равенство

$$L\varphi_1(t) \varphi_2(t) = \sum_{k=1}^q \frac{A_1(p_k)}{B_1'(p_k)} \varphi_2(p - p_k). \quad (3.244)$$

Применяя равенство (3.244) к уравнению (3.243) и имея при этом в виду выражения (3.241) и (3.242), получим

$$\begin{aligned} \left(\frac{J}{M} p + \frac{\rho}{M}\right) \Omega(p) &= \frac{\alpha(p - 2j\omega; p)}{2j\omega\gamma(p - j\omega)} F(j\omega; p - j\omega) - \\ &- \frac{\alpha(p; p + 2j\omega)}{2j\omega\gamma(p + j\omega)} F(-j\omega; p + j\omega) - \frac{\beta(p - 2j\omega; p)}{2j\omega\gamma(p - j\omega)} \Phi(j\omega; p - j\omega) + \\ &+ \frac{\beta(p; p + 2j\omega)}{2j\omega\gamma(p + j\omega)} \Phi(-j\omega; p + j\omega), \end{aligned} \quad (3.245)$$

где

$$\gamma(p - j\omega) = 1 + (\tau_p + \tau_c)(p - j\omega) + \tau_c \tau_p (1 - k^2)(p - j\omega)^2; \quad (3.246)$$

$$\gamma(p + j\omega) = 1 + (\tau_p + \tau_c)(p + j\omega) + \tau_c \tau_p (1 - k^2)(p + j\omega)^2; \quad (3.247)$$

$$\begin{aligned} F(j\omega; p - j\omega) &= I_{1p}(\omega \cos \psi_2 - j\omega \sin \psi_2)[1 + \tau_p(p - j\omega)] + \\ &+ I_{1c}(j\omega \cos \psi_1 - \omega \sin \psi_1) k_p \tau_p (p - j\omega); \end{aligned} \quad (3.248)$$

$$\begin{aligned} F(-j\omega; p + j\omega) &= I_{1p}(\omega \cos \psi_2 + j\omega \sin \psi_2)[1 + \tau_p(p + j\omega)] - \\ &- I_{1c}(j\omega \cos \psi_1 + \omega \sin \psi_1) k_p \tau_p (p + j\omega); \end{aligned} \quad (3.249)$$

$$\begin{aligned} \Phi(j\omega; p - j\omega) &= I_{1p}(\omega \cos \psi_2 - j\omega \sin \psi_2) k_c \tau_c (p - j\omega) + \\ &+ I_{1c}(j\omega \cos \psi_1 - \omega \sin \psi_1)[1 + \tau_c(p - j\omega)]; \end{aligned} \quad (3.250)$$

$$\begin{aligned} \Phi(-j\omega; p + j\omega) &= I_{1p}(\omega \cos \psi_2 + j\omega \sin \psi_2) k_c \tau_c (p + j\omega) - \\ &- I_{1c}(j\omega \cos \psi_1 + \omega \sin \psi_1)[1 + \tau_c(p + j\omega)]. \end{aligned} \quad (3.251)$$

На основании равенств (3.237) и (3.238) функции $\alpha(p-2j\omega; p)$, $\alpha(p; p+2j\omega)$, $\beta(p-2j\omega; p)$ и $\beta(p; p+2j\omega)$ могут быть определены в следующем виде:

$$\begin{aligned} \alpha(p-2j\omega; p) &= \frac{\cos \varphi}{2j} [I_2(p-2j\omega) - I_2(p)] + \\ &+ \frac{\sin \varphi}{2} [I_2(p-2j\omega) + I_2(p)]; \end{aligned} \quad (3.252)$$

$$\begin{aligned} \alpha(p; p+2j\omega) &= \frac{\cos \varphi}{2j} [I_2(p) - I_2(p+2j\omega)] + \\ &+ \frac{\sin \varphi}{2} [I_2(p) + I_2(p+2j\omega)]; \end{aligned} \quad (3.253)$$

$$\begin{aligned} \beta(p-2j\omega; p) &= \frac{A}{2} [\Omega(p-2j\omega) + \Omega(p)] + \\ &+ \frac{B}{2j} [\Omega(p-2j\omega) - \Omega(p)]; \end{aligned} \quad (3.254)$$

$$\begin{aligned} \beta(p; p+2j\omega) &= \frac{A}{2} [\Omega(p) + \Omega(p+2j\omega)] + \\ &+ \frac{B}{2j} [\Omega(p) - \Omega(p+2j\omega)]. \end{aligned} \quad (3.255)$$

При подстановке этих функций в уравнение (3.245) в правой части появятся составляющие двойной несущей частоты, на которые ротор двухфазного двигателя вследствие своей инерционности реагировать не будет. Поэтому в первом приближении этими составляющими можно пренебречь. Учитывая сказанное, уравнение (3.245) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} &\left(\frac{J}{M} p + \frac{r}{M} \right) \Omega(p) = \\ &= \left[\frac{(\cos \varphi - j \sin \varphi) F(j\omega; p-j\omega)}{4\omega\gamma(p-j\omega)} + \frac{(\cos \varphi + j \sin \varphi) F(-j\omega; p+j\omega)}{4\omega\gamma(p+j\omega)} \right] I_2(p) + \\ &+ \left[\frac{(jA-B)\Phi(j\omega; p-j\omega)}{4\omega\gamma(p-j\omega)} - \frac{(jA+B)\Phi(-j\omega; p+j\omega)}{4\omega\gamma(p+j\omega)} \right] \Omega(p) \end{aligned} \quad (3.256)$$

или

$$[(T_1 p + 1)\gamma_0(p) + \Phi_0(p)] \Omega(p) = F_0(p) I_2(p), \quad (3.257)$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_0(p) &= 4\omega\gamma(p-j\omega)\gamma(p+j\omega); \\ \Phi_0(p) &= \frac{M}{p} [(jA+B)\Phi(-j\omega; p+j\omega)\gamma(p-j\omega) - \\ &- (jA-B)\Phi(j\omega; p-j\omega)\gamma(p+j\omega)]; \end{aligned}$$

$$F_0(p) = \frac{M}{\rho} [(\cos \varphi - j \sin \varphi) F(j\omega; p - j\omega) \gamma(p + j\omega) + \\ + (\cos \varphi + j \sin \varphi) F(-j\omega; p + j\omega) \gamma(p - j\omega)]; \\ T_1 = \frac{J}{\rho}.$$

Из последнего уравнения находим передаточную функцию двухфазного двигателя:

$$W(p) = \frac{Q(p)}{I_2(p)} = \frac{F_0(p)}{(T_1 p + 1) \gamma_0(p) + \Phi_0(p)}. \quad (3.258)$$

Выразив функции $\gamma_0(p)$, $\Phi_0(p)$ и $F_0(p)$ через параметры двухфазного двигателя, имея в виду уравнения (3.239), (3.240), (3.246) — (3.251), получим в знаменателе передаточной функции (3.258) полином пятого порядка, а в числителе — полином четвертого порядка. Передаточная функция (3.258) существенно упрощается, если предположить, что коэффициент связи k между обмотками равен единице, а постоянная времени ротора τ_r значительно меньше постоянной времени обмоток статора τ_c . Первое предположение соответствует пренебрежению потоками рассеяния, а второе весьма близко к реальным условиям, так как обычно двухфазные двигатели имеют большое активное сопротивление r ротора. В этом случае функции $\gamma_0(p)$, $\Phi_0(p)$ и $F_0(p)$ принимают вид

$$\gamma_0(p) = 4\omega(\tau_c^2 p^2 + 2\tau_c p + 1 + \omega^2 \tau_c^2); \quad (3.259)$$

$$\Phi_0(p) = \frac{2I_1^2 k_p \tau_p M \omega}{(1 + \omega^2 \tau_c^2) \rho} (\tau_c^2 p^2 + 2\tau_c p + 1 + \omega^2 \tau_c^2); \quad (3.260)$$

$$F_0(p) = \frac{2I_1 k_p \tau_p M \omega^2}{(1 + \omega^2 \tau_c^2) \rho} \left[\tau_c^2 \left(\cos \varphi + \frac{\sin \varphi}{\omega \tau_c} \right) p^2 + \right. \\ \left. + \left(2\tau_c \cos \varphi + \frac{\sin \varphi}{\omega} - \omega \tau_c^2 \sin \varphi \right) p + \omega^2 \tau_c^2 \left(2 \cos \varphi + \frac{2 \cos \varphi}{\omega^2 \tau_c^2} \right) \right]. \quad (3.261)$$

Подстановка (3.259) — (3.261) в (3.258) дает передаточную функцию двухфазного двигателя вида

$$W(p) = K \frac{a_1 p^2 + a_2 p + a_3}{(T p + 1) \left[\left(p + \frac{1}{\tau_c} \right)^2 + \omega^2 \right]}; \quad (3.262)$$

где

$$a_1 = \cos \varphi + \frac{1}{\omega \tau_c} \sin \varphi; \quad (3.263)$$

$$a_2 = \frac{2}{\tau_c} \cos \varphi + \sin \varphi \left(\frac{1}{\omega \tau_c^2} - \omega \right); \quad (3.264)$$

$$a_3 = 2\omega^2 \cos \varphi \left(1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_c^2} \right); \quad (3.265)$$

$$K = \frac{I_1 K_p \tau_p \omega M}{2\rho (1 + \omega^2 \tau_c^2) + I_1^2 k_p \tau_p M}; \quad (3.266)$$

$$T = \frac{2J (1 + \omega^2 \tau_c^2)}{2\rho (1 + \omega^2 \tau_c^2) + I_1^2 k_p \tau_p M}. \quad (3.267)$$

Полученное выражение передаточной функции учитывает не только электро-механическую постоянную времени, но и электрические переходные процессы в обмотках двигателя, скорость протекания которых обусловлена величиной электрической постоянной времени τ_c .

Из уравнения (3.258), как, впрочем, и из уравнения (3.262), можно получить известные в литературе передаточные функции асинхронного двухфазного двигателя. Так, например, считая постоянную времени обмоток двигателя $\tau_c \approx 0$, получим из уравнений (3.258) и (3.262), полагая $\rho = 0$ и имея в виду, что $I_2(t) = \frac{1}{R} a(t)$ и $I_1 = \frac{U_1}{R}$,

$$W(p) = \frac{Q(p)}{a(p)} = \frac{1}{U_1} \frac{2\omega \cos \varphi + p \sin \varphi}{Tp + 1}. \quad (3.268)$$

Передаточная функция, определяемая уравнением (3.268), получена в предположении быстро затухающих электрических процессов в обмотках двигателя и, следовательно, очень малых постоянных времени, обусловленных индуктивными эффектами цепей статора и ротора. Подобное предположение о величине τ_c не находится в противоречии с допущением, при котором активное сопротивление ротора по величине значительно превосходит сумму реактивных сопротивлений ротора и связи между цепями статора и ротора.

Из уравнений (3.258) и (3.262) можно получить передаточную функцию, соответствующую предположению, что электрическая постоянная времени τ_c обмоток достаточно велика. Тогда, полагая $\rho = 0$ и заменяя $I_2(t)$ на $\frac{1}{R} a(t)$, а также I_1 на равную величину $\frac{U_1}{R}$, получим

$$W(p) = \frac{\omega}{U_1} \frac{p^2 \cos \varphi - p \omega \sin \varphi + 2\omega^2 \cos \varphi}{(Tp + 1)(p^2 + \omega^2)}. \quad (3.269)$$

Заменяя p на $j\omega'$ в уравнении (3.269), найдем выражение амплитудно-фазовой характеристики двигателя в том виде, в каком оно приводится в п. 8, т. е.

$$W(j\omega') = \frac{\omega}{U_1} \frac{\cos \varphi + \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega'^2} \left(\cos \varphi - j \frac{\omega'}{\omega} \sin \varphi \right)}{j\omega' T + 1}. \quad (3.270)$$

Таким образом, передаточные функции (3.268) и (3.269) являются частными случаями передаточной функции (3.262) или в более общем случае передаточной функции (3.258).

§ 48. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики асинхронного двухфазного двигателя

Вопрос о применении той или иной передаточной функции должен решаться отдельно для каждого случая в зависимости от величины постоянной времени τ_c . Тем не менее общие соображения о применимости передаточных функций (3.262), (3.268) и (3.269) можно дать, оценив влияние постоянной времени τ_c на амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики двигателей, наиболее часто применяющихся в системах автоматического регулирования. Для этой цели воспользуемся передаточной функцией (3.262), положив для простоты фазовый сдвиг $\varphi=0$ и преобразовав ее к виду

$$W(p) = 2K \frac{T_1^2 p^2 + 2\zeta_1 T_1 p + 1}{T_2^2 p^2 + 2\zeta_2 T_2 p + 1} \frac{1}{Tp + 1}, \quad (3.271)$$

где

$$T_1 = \frac{\tau_c}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_c^2}}; \quad (3.272)$$

$$T_2 = \frac{\tau_c}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_c^2}}; \quad (3.273)$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_c^2}}; \quad (3.274)$$

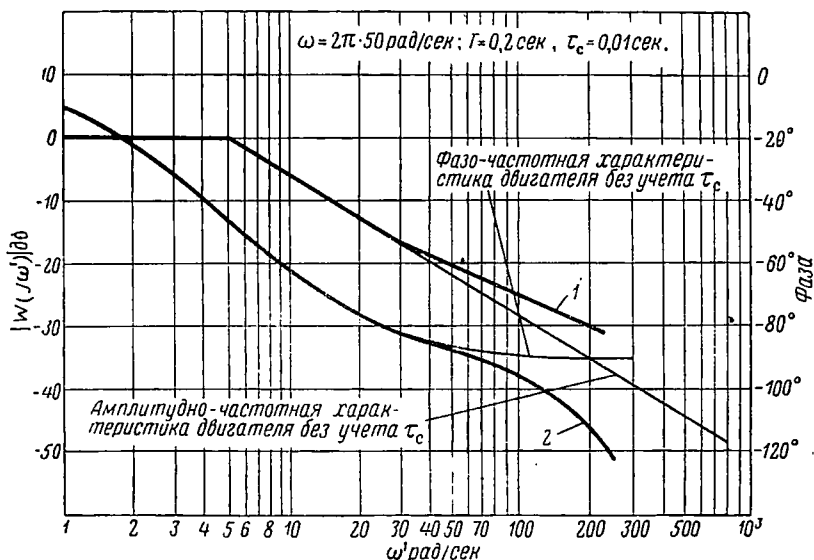
$$\zeta_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_c^2}}. \quad (3.275)$$

На основании уравнения (3.271) построим логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики двухфазного двигателя, у которого электромеханическая постоянная времени $T=0,2$ сек., а электрическая постоянная времени обмоток статора $\tau_c=0,01$ сек. На фиг. 3.104а представлены характеристики двигателя с указанными параметрами, работающего на несущей частоте $\omega=2\pi \cdot 50$ рад/сек, а на фиг. 3.104б — характеристики двигателя, обладающего теми же параметрами T и τ_c , но работающего на несущей частоте $\omega=2\pi \cdot 400$ рад/сек. Амплитудно-частотная 1 и фазо-частотная 2 характеристики фиг. 3.104а показывают, что постоянная времени τ_c оказывает достаточно заметное влияние на амплитуду и фазу, особенно при больших усилениях. Например, при частоте $\omega'=232$ рад/сек усиление в двигателе с учетом постоянной вре-

мени τ_c отличается на 1,5 децибела от усиления в двигателе, у которого постоянная времени τ_c не учитывается и передаточная функция принимается такой же, как и у двигателя постоянного тока.

При той же частоте $\omega' = 235$ рад/сек фаза в аналогичном сравнении отличается на $27^{\circ},6$. При частоте $\omega' = 94$ рад/сек усиление отличается на 0,2 децибела, а фаза на $5^{\circ},2$.

Амплитудно-частотная 1 и фазо-частотная 2 характеристики фиг. 3. 104б, соответствующие несущей частоте $\omega = 2\pi \cdot 400$ рад/сек,



Фиг. 3. 104а. Частотные характеристики двигателя.

также указывают на влияние постоянной времени τ_c на амплитуду и фазу. Однако в этом случае влияние постоянной времени τ_c значительно более ослаблено по сравнению с только что рассмотренным случаем. Например, в диапазоне частот ω' от 0 до 300 рад/сек влияние постоянной времени τ_c практически совершенно незаметно, а при более высоких частотах, например при $\omega' = 1420$ рад/сек, под влиянием τ_c усиление может измениться на 1,85 децибела, а фаза на $2^{\circ},4$, но эти частоты для двигателя, конечно, не имеют реального значения, так как двигатель в силу своей инерционности реагировать на них не будет.

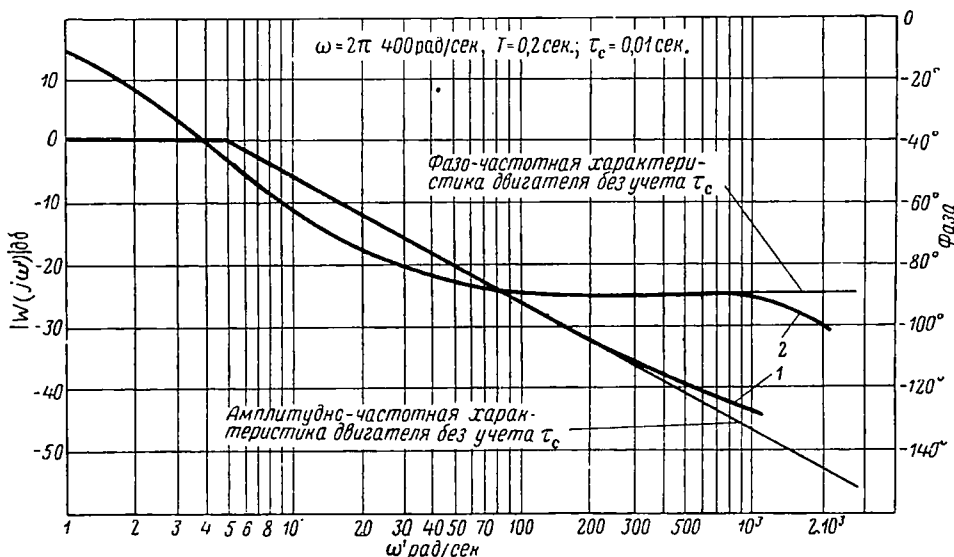
Таким образом, передаточная функция двухфазного двигателя в зависимости от несущей частоты и усиления в прямой цепи системы регулирования может иметь различное написание.

Если несущая частота, на которой работает двигатель, определяется величиной в 50 гц, то передаточная функция двухфазного двигателя должна быть записана в виде (3. 262) или (3. 271). Если

несущая частота более высокая, например 400 гц, то передаточная функция может быть значительно упрощена и использована в виде

$$W(p) = 2K \frac{1}{Tp+1}. \quad (3.276)$$

Однако это не исключает возможности применения передаточной функции (3.262) или (3.271) и в этом случае, особенно если двигатель работает в качестве исполнительного элемента в системе регулирования с большим усилением в прямой цепи.



Фиг. 3.1046. Частотные характеристики двигателя.

Представляет интерес сравнить результаты построения логарифмических амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик двигателя по уравнению (3.271) с результатами, получаемыми в случае применения уравнений (3.268) и (3.269).

При фазовом сдвиге $\varphi=0$ уравнение (3.268) принимает вид

$$W(p) = \frac{2\omega}{U_1} \frac{1}{Tp+1} \quad (3.277)$$

и является по существу передаточной функцией двигателя постоянного тока. Очевидно, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики, построенные по выражению (3.277), ничем не будут отличаться от аналогичных характеристик двигателя постоянного тока. Такой результат может считаться вполне удовлетворительным при несущей частоте $\omega = 2\pi \cdot 400$ рад/сек, но при несущей частоте $\omega = 2\pi \cdot 50$ рад/сек значительно более точное представление об амплитуде и фазе можно получить, применяя (3.271).

Уравнение (3. 269) при фазовом сдвиге $\varphi=0$ обращается в

$$W(p) = \frac{2\omega}{U_1} \frac{\frac{1}{2} p^2 + \omega^2}{(Tp + 1)(p^2 + \omega^2)}. \quad (3. 278)$$

На основании выражения (3. 278) можно утверждать, что фазо-частотная характеристика в этом случае будет такой же, как и в случае применения уравнения (3. 277). Построение амплитудно-частотной характеристики по уравнению (3. 278) показывает, что при несущей частоте $\omega=2\pi \cdot 50$ рад/сек и при $\omega'=235$ рад/сек усиление отличается на 4,24 децибела по сравнению со случаем уравнения (3. 277). В то же время амплитуда, подсчитанная на основании формулы (3. 271) при тех же ω и ω' , дает изменение усиления по сравнению с (3. 277) только на 1,5 децибела. Если взять частоту $\omega'=94$ рад/сек, то усиление, подсчитанное на основании (3. 278), отличается от (3. 277) на 0,42 децибела, а усиление, определенное по (3. 271), в том же сравнении с (3. 277) дает изменение амплитуды на 0,2 децибела.

Таким образом, все три формулы (3. 262), (3. 268) и (3. 269) дают разные результаты. Однако наиболее точным из них будет результат, даваемый выражением (3. 262) или его частным случаем (3. 271), так как передаточные функции, определяемые этими уравнениями, учитывают постоянную времени τ_c , которая не входит, как было показано выше, ни в уравнение (3. 268), ни в уравнение (3. 269).

§ 49. Прохождение модулированного по амплитуде сигнала переменного тока через элемент, обладающий передаточной функцией $G(p)$

Передаточная функция (3. 258) или (3. 262), а также их частные случаи (3. 268) и (3. 269) найдены в предположении, что управляющее напряжение изменяется по закону

$$a(t) \sin(\omega t + \varphi). \quad (3. 279)$$

В практических условиях управляющее напряжение в большинстве случаев определяется не уравнением (3. 279), а значительно более сложным. Разумеется, это не может изменить передаточную функцию двухфазного двигателя, но вместе с тем вносит некоторые особенности в использование передаточной функции и соответственно в расчет систем переменного тока.

Двухфазный двигатель как исполнительный элемент систем автоматического регулирования обычно является выходным звеном. Вследствие этого входной сигнал какой-либо системы регулирования, в которой в качестве исполнительного элемента применен двухфазный двигатель, прежде чем попасть на обмотку управления двигателя, проходит ряд промежуточных звеньев, например усилитель, корректирующий контур и т. д. При этом входной сигнал претерпевает изменения, в некоторых случаях весьма значительные. В системах переменного тока, где передача сигнала осуществляется на уровне несущей частоты, изменения входного сигнала связаны с искажением огибающей и фазовой модуляцией несущей частоты, что не имеет места в системах постоянного тока. Так как

именно огибающая содержит полезную информацию передаваемого сигнала, то не учитывать искажения огибающей и фазовой модуляции нельзя.

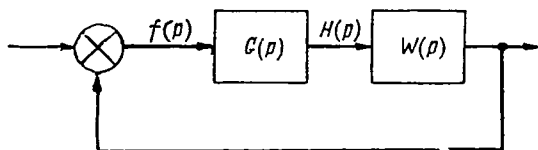
Предположим, имеется некоторая система переменного тока, показанная на фиг. 3.105. Пусть на устройство, обладающее передаточной функцией $G(p)$ и стоящее в прямой цепи до двигателя, действует входной сигнал:

$$f(t) = m(t) \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.280)$$

где $m(t)$ — огибающая;
 ω — несущая частота;
 φ — начальная фаза.

В нашу задачу входит определить сигнал на выходе устройства $G(p)$. С этой целью представим уравнение входного сигнала (3.280) в виде

$$f(t) = m(t) \frac{1}{2j} (e^{j\varphi} e^{j\omega t} - e^{-j\varphi} e^{-j\omega t}). \quad (3.281)$$



Фиг. 3.105. Система переменного тока.

Тогда, полагая, что входной сигнал $f(t)$ имеет своим изображением $f(p)$, а огибающая $m(t)$ имеет изображение $m(p)$, получим на основании теоремы о смещении в комплексной области

$$f(p) = \frac{1}{2j} [e^{j\varphi} m(p - j\omega) - e^{-j\varphi} m(p + j\omega)]. \quad (3.282)$$

Так как изображение выходного сигнала $H(p)$ может быть найдено как $G(p)f(p)$, то

$$H(p) = \frac{1}{2j} [e^{j\varphi} m(p - j\omega) G(p) - e^{-j\varphi} m(p + j\omega) G(p)]. \quad (3.283)$$

Выполняя обратное преобразование для уравнения (3.283), применяя ту же теорему о смещении в комплексной области, получим

$$H(t) = \frac{1}{2j} \{L^{-1}[G(p + j\omega) m(p)] e^{j\varphi} e^{j\omega t} - L^{-1}[G(p - j\omega) m(p)] e^{-j\varphi} e^{-j\omega t}\}. \quad (3.284)$$

Имея в виду, что выражения, стоящие перед показательными функциями $e^{j\varphi} e^{j\omega t}$ и $e^{-j\varphi} e^{-j\omega t}$, являются комплексными функциями вещественной переменной, т. е.

$$L^{-1}[G(p + j\omega) m(p)] = a(t) + jb(t); \quad (3.285)$$

$$L^{-1}[G(p - j\omega) m(p)] = a(t) - jb(t), \quad (3.286)$$

а сами показательные функции могут быть представлены в виде

$$e^{j\varphi} e^{j\omega t} = \cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi); \quad (3.287)$$

$$e^{-j\varphi} e^{-j\omega t} = \cos(\omega t + \varphi) - j \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.288)$$

получим после подстановки (3.285) — (3.288) в уравнение (3.284) следующее выражение для выходного сигнала:

$$H(t) = a(t) \sin(\omega t + \varphi) + b(t) \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.289)$$

или
$$H(t) = A(t) \sin[\omega t + \varphi + \psi(t)], \quad (3.290)$$

где
$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}, \quad (3.291)$$

$$\psi(t) = \arctg \frac{b(t)}{a(t)}. \quad (3.292)$$

В уравнении (3.290) $A(t)$ является огибающей, которая не может быть подобной по форме огибающей $m(t)$ на входе, так как в выходном сигнале присутствует член $b(t)\cos(\omega t + \varphi)$, являющийся причиной ее искажения. Наличие фазы $\psi(t)$ в уравнении (3.290) указывает на возникновение фазовой модуляции. Искажение огибающей и как следствие этого возникновение фазовой модуляции в процессе прохождения сигнала через линейный элемент, обладающий характеристикой $G(p)$, можно объяснить физически. Дело в том, что входной сигнал, определяемый уравнением (3.280), может быть представлен в виде некоторой суммы составляющих, частота которых отличается от несущей частоты на величину, характеризующую частоту изменения сигнала ошибки, т. е. $\pm \omega'$.

Верхние $(\omega + \omega')$ и нижние $(\omega - \omega')$ боковые частоты проходят через элемент с характеристикой $G(p)$ с различным усилением и различными фазовыми сдвигами, что в конечном итоге и приводит к искажению огибающей. При симметричном канале, когда верхние и нижние боковые частоты усиливаются одинаково, искажений огибающей нет, и система переменного тока становится полностью подобной системе постоянного тока. Это легко показать, если уравнение (3.284) представить в виде

$$H(t) = \frac{L^{-1}[G(p+j\omega)m(p)] - L^{-1}[G(p-j\omega)m(p)]}{2j} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{L^{-1}[G(p+j\omega)m(p)] + L^{-1}[G(p-j\omega)m(p)]}{2} \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.293)$$

Сравнивая (3.289) и (3.293), приходим к выводу, что

$$a(t) = L^{-1} \left[\frac{G(p+j\omega)m(p) + G(p-j\omega)m(p)}{2} \right]; \quad (3.294)$$

$$b(t) = L^{-1} \left[\frac{G(p+j\omega)m(p) - G(p-j\omega)m(p)}{2j} \right] \quad (3.295)$$

или
$$La(t) = m(p) \left[\frac{G(p+j\omega) + G(p-j\omega)}{2} \right]; \quad (3.296)$$

$$Lb(t) = m(p) \left[\frac{G(p+j\omega) - G(p-j\omega)}{2j} \right]. \quad (3.297)$$

Следовательно, при равенстве $G(p+j\omega)$ и $G(p-j\omega)$, что соответствует симметричной передаче и одинаковому усилению боковых частот, коэффициент $b(t)$ обращается в нуль, и составляющая $b(t)\cos(\omega t + \varphi)$ пропадает. В этом случае в установившемся режиме огибающая выходного сигнала подобна по форме огибающей на входе.

Таким образом, входной сигнал системы, определяемый уравнением (3.280), к моменту поступления на обмотку управления двухфазного двигателя претерпевает такие изменения, при которых он принимает вид выражения (3.289).

§ 50. Передаточная функция разомкнутой системы с двухфазным двигателем для любых $G(p)$

Выше было показано, что двигатель реагирует на огибающую входного сигнала. Очевидно, для нахождения реакции двухфазного двигателя на сигнал формы (3.289) нужно, воспользовавшись принципом суперпозиции, справедливым для линейных систем, найти последовательно реакцию двигателя на сигнал вида $a(t) \sin(\omega t + \varphi)$, затем на сигнал вида $b(t) \cos(\omega t + \varphi)$ и результаты сложить. При этом необходимо иметь в виду, что характеристика двигателя $F_0(p)$, входящая в передаточную функцию (3.258) или (3.262), является не только функцией p , но и фазы φ по несущей частоте. Это значит, что при определении реакции на огибающую $a(t)$ должна подставляться фаза несущей, равная φ , а при

определении реакции на огибающую $b(t)$ — фаза несущей, равная $\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)$, так как по несущей частоте оба сигнала сдвинуты по фазе на $\pi/2$. Такого рода утверждение легко доказать, если воспользоваться предыдущими результатами и определить передаточную функцию двухфазного двигателя, когда на его обмотку управления действует напряжение, изменяющееся во времени по закону (3.289). Действительно, в этом случае в системе уравнений (3.229) изменится только второе уравнение, в правой части которого будет стоять выражение вида (3.289). Преобразованная по Лапласу правая часть этого уравнения, если $a(t)$ и $b(t)$ имеют своими изображениями $a(p)$ и $b(p)$ соответственно, будет равна

$$\begin{aligned} \alpha(p - j\omega; p + j\omega) &= \frac{\cos \varphi}{2j} [I_a(p - j\omega) - I_a(p + j\omega)] + \\ &+ \frac{\sin \varphi}{2} [I_a(p - j\omega) + I_a(p + j\omega)] + \frac{\cos \varphi}{2} [I_b(p - j\omega) + I_b(p + j\omega)] - \\ &- \frac{\sin \varphi}{2j} [I_b(p - j\omega) - I_b(p + j\omega)], \end{aligned} \quad (3.298)$$

где

$$\begin{aligned} I_a(p \pm j\omega) &= \frac{1}{R} a(p \pm j\omega); \\ I_b(p \pm j\omega) &= \frac{1}{R} b(p \pm j\omega). \end{aligned}$$

Находя затем функции $\alpha(p - 2j\omega; p)$ и $\alpha(p; p + 2j\omega)$, подставляя их в уравнение (3.245) и пренебрегая составляющими двойной несущей частоты, на которые ротор двухфазного двигателя не реагирует, получим

$$[(T_1 p + 1) \gamma_0(p) + \Phi_0(p)] \Omega(p) = F_0(p; \varphi) I_a(p) + F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right) I_b(p), \quad (3.299)$$

где

$$\begin{aligned} F_0(p; \varphi) &= \frac{M}{\rho} [(\cos \varphi - j \sin \varphi) F(j\omega; p - j\omega) \gamma(p + j\omega) + \\ &+ (\cos \varphi + j \sin \varphi) F(-j\omega; p + j\omega) \gamma(p - j\omega)]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right) &= \frac{M}{\rho} \left[\left(\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) - j \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) \right) F(j\omega; p - j\omega) \gamma(p + j\omega) + \right. \\ &\left. + \left(\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) \right) F(-j\omega; p + j\omega) \gamma(p - j\omega) \right]. \end{aligned}$$

Из уравнения (3.299) находим

$$\Omega(p) = \frac{F_0(p; \varphi) I_a(p) + F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right) I_b(p)}{(T_1 p + 1) \gamma_0(p) + \Phi_0(p)}. \quad (3.300)$$

Выражение (3.300) показывает справедливость сделанного выше утверждения относительно нахождения реакции двигателя на сигнал вида (3.289).

Так как $I_a(p)$ и $I_b(p)$ связаны с $a(p)$ и $b(p)$ соотношением

$$I_a(p) = \frac{1}{R} a(p); \quad (3.301)$$

$$I_b(p) = \frac{1}{R} b(p), \quad (3.302)$$

то, подставив в (3.300) выражения (3.301) и (3.302) с учетом (3.296) и (3.297), найдем передаточную функцию разомкнутой системы для любых $G(p)$ в следующем виде:

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{\Omega(p)}{m(p)} = \\ &= \frac{\left[\frac{G(p+j\omega) + G(p-j\omega)}{2} \right] F_0(p; \varphi) + \left[\frac{G(p+j\omega) - G(p-j\omega)}{2j} \right] F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right)}{R[(T_1 p + 1) \gamma_0(p) + \Phi_0(p)]}. \end{aligned} \quad (3.303)$$

Уравнение (3.303) можно положить в основу анализа любой системы переменного тока, в которой в качестве исполнительного элемента применяется двухфазный двигатель.

Уравнение (3.303) можно упростить в зависимости от того или иного предположения, от данных применяемого двигателя. Например, делая такие же предположения, что и при выводе уравнения (3.262), получим

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{\frac{1}{2} [G(p+j\omega) + G(p-j\omega)] F_0(p; \varphi) + \\ &+ \frac{1}{2j} [G(p+j\omega) - G(p-j\omega)] F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right)}{R(Tp + 1) \left[\left(p + \frac{1}{\tau_c} \right)^2 + \omega^2 \right]}, \end{aligned} \quad (3.304)$$

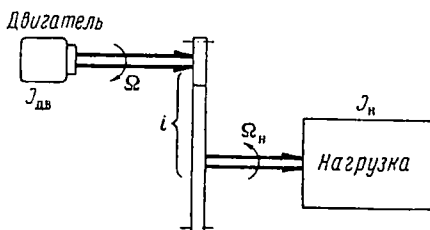
где $F_0(p; \varphi)$ определяется выражением (3.261), а $F_0\left(p; \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$ тем же выражением (3.261), если в него вместо фазы φ подставить фазу $\varphi + \frac{\pi}{2}$.

§ 51. Выбор мощности двигателя

Одним из вопросов конструирования и расчета следящих систем является выбор или определение мощности двигателя. Выбирать двигатель с большим запасом мощности не рекомендуется, так как это ведет к удорожанию установки.

При выборе двигателей должны приниматься во внимание такие факторы, как вид источника питания, полезная мощность, диапазон возможных скоростей, вращающий момент, инерция и плавность регулирования скорости.

Мощность двигателя определяется величиной нагрузки, которая прикладывается к следящей системе. В процессе работы следящей системы двигателю приходится преодолевать некоторый момент сопротивления, состоящий из статического момента M_c и динамического момента $M_{дин.}$. Статический момент определяется трением и моментом сопротивления, приложенным к валу двигателя. Динами-



Фиг. 3. 106. К вопросу приведения статических и динамических моментов к валу двигателя.

ческий момент определяется инерцией исполнительного механизма и возникает в тех случаях, когда скорость двигателя подвергается изменению.

Предположим, что двигатель нагружен некоторым объектом и связан с ним через понижающий редуктор с передаточным числом i (фиг. 3. 106). Если нагрузочный момент со стороны объекта состоит из статического момента $M_{ст.н}$ и динамического момента $M_{дин.н}$, обусловленного моментом инерции нагрузки J_n , то, приводя эти моменты к валу двигателя, можно написать

$$M_{пр.ст} \Omega = \frac{1}{\eta} M_{ст.н} \Omega_n; \quad (3.305)$$

$$J_{пр} = J_{дв} + J_n \frac{\Omega_n^2}{\Omega^2}, \quad (3.306)$$

где $M_{пр.ст}$ — приведенный к валу двигателя статический момент;

$J_{пр}$ — момент инерции системы, приведенный к валу двигателя;

$J_{дв}$ — момент инерции ротора двигателя;

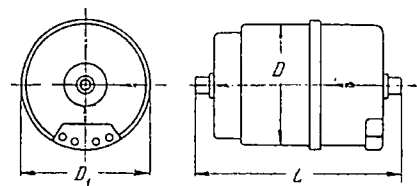
Ω — угловая скорость двигателя;

Ω_n — угловая скорость нагрузки;

η — коэффициент полезного действия передачи.

Так как вращающий момент двигателя M_n должен иметь величину, необходимую для преодоления приведенного статического момента $M_{пр.ст}$ и для создания нужного ускорения ϵ_n в нагрузке, то на

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ДВУХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ТИПА АДП



Габаритный чертёж двигателей типа АДП

Характеристики двигателей	Частота 500 гц						Частота 50 гц			Частота 330 гц						Частота 427 гц					
	АДП-1	АДП-263	АДП-263А	АДП-363	АДП-363А	АДП-563А	АДП-262	АДП-362	АДП-562	АДП-1	АДП-263	АДП-263А	АДП-363	АДП-363А	АДП-563А	АДП-1	АДП-263	АДП-263А	АДП-363	АДП-363А	АДП-563А
Напряжение сети в в	120	110	36	110	36	36	110	110	110	54	37,3	24	35	22	18	59	41,5	26	40	27	20
Ток возбуждения в а	0,36	0,38	1,5	0,55	2	3,3	0,23	0,6	0,88	0,47	0,93	1,6	1,34	2,35	3,8	0,41	0,92	1,62	1,37	2,34	3,88
Напряжение управления в в	35	165	270	120	240	220	125	120	160	216	296	222	202	195	181	223	370	277	251	250	224
Ток управления в а	0,15	0,75	0,55	1,2	0,65	0,75	0,53	0,65	0,6	0,22	0,44	0,58	0,62	0,68	0,67	0,24	0,48	0,66	0,8	0,93	1,16
Скорость вращения в об/мин	9000	6000	6000	6000	6000	6000	1850	1950	2000	6000	4000	4000	4000	4000	4000	6000	6000	6000	6000	6000	6000
Число полюсов 2р	4	6	6	6	6	6	2	2	2	4	6	6	6	6	6	4	6	6	6	6	6
Полезная мощность в вт	3,7	24	27,8	35	46,4	62	9,5	19	—	10,5	18	18,8	30,2	34,5	43,2	12	22,8	23,3	36,5	43	54,9
Вращающий момент в гдм	4	40	45	57	75	100	50	95	—	17	44	46	73,5	84	105	19,5	37	38	59,2	70	89
Емкость С в мкф	0,3	0,32	3,9	0,65	6,6	13	2,5	6,5	11	1,65	3	8,75	5,9	15,4	38	1,09	1,92	5,7	3,7	9,8	24
Пусковой момент в гдм	5,5	54	60	70	85	120	90	170	350	28,3	65	75	99	106	140	22,5	64,5	66,5	94	120	142
Ток управления при пуске в а	—	0,95	0,65	1,7	0,92	1,2	0,6	0,75	—	0,29	0,47	0,65	0,78	0,9	1,05	0,24	0,48	0,66	0,8	0,93	1,16
Статический момент трения в гдм	0,3	1,2	0,6	2	1	2	1,4	2,2	—	0,3	1,2	1,2	2	2	4,2	0,3	1,2	1,2	2	2	4,2
Момент инерции ротора в гсмсек ²	0,008	0,017	0,02	0,04	0,05	0,12	0,017	0,04	0,13	0,008	0,017	0,02	0,04	0,05	0,12	0,008	0,017	0,02	0,04	0,05	0,12
Вес в кг	0,75	1,5	1,6	2,8	2,7	5,7	1,6	2,6	5,5	0,75	1,5	1,6	2,8	2,7	5,7	0,75	1,5	1,6	2,8	2,7	5,7
Габаритные размеры в мм:																					
L	87	122,5	122,5	144,5	144,5	183	122,5	134,5	173	87	122,5	122,5	144,5	144,5	183	87	122,5	122,5	144,5	144,5	183
D	58	70	70	85	85	108	70	85	108	58	70	70	85	85	108	58	70	70	85	85	108
D ₁	78	74	74	89	89	112	74	89	112	78	74	74	89	89	112	78	74	74	89	89	112

основании уравнений (3.305) и (3.306) и основного уравнения динамики можно написать

$$M_{\text{в}} = \frac{M_{\text{ст.н}}}{\gamma i} + \left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i^2} \right) \epsilon_{\text{н}} i, \quad (3.307)$$

где $i = \frac{\Omega}{\Omega_{\text{н}}}$;

$\epsilon_{\text{н}} i$ — приведенное к валу двигателя ускорение нагрузки.

Уравнение (3.307) может быть положено в основу выбора мощности двигателя. Номинальная мощность двигателя найдется как произведение определенного по (3.307) вращающего момента на номинальную скорость двигателя Ω , т. е. $P_{\text{н}} = M_{\text{в}} \Omega$.

Номинальную скорость двигателя определяют исходя из заданной максимальной скорости нагрузки $\Omega_{\text{н макс}}$. Для двигателей постоянного тока

$$\Omega = \frac{\Omega_{\text{н макс}} i}{1 \div 1,25},$$

а для асинхронных двухфазных двигателей номинальная скорость берется равной 50—70% от синхронной скорости и в свою очередь равной $\Omega_{\text{н макс}} i$.

Уравнение (3.307) показывает, что преодолеваемый двигателем динамический момент в основном определяется моментом инерции ротора, ибо при относительно больших передаточных числах i (порядка 100) $J_{\text{дв}} \gg \frac{J_{\text{н}}}{i^2}$. С этой точки зрения целесообразно выбирать двигатель с минимальным моментом инерции.

Если в уравнении (3.307) пренебречь статическим моментом, то ускорение нагрузки будет определяться выражением

$$\epsilon_{\text{н}} = \frac{M_{\text{в}} i}{J_{\text{дв}} i^2 + J_{\text{н}}}. \quad (3.308)$$

Составляя производную $\frac{d\epsilon_{\text{н}}}{di}$ и приравнявая ее нулю, получим

$$J_{\text{дв}} = \frac{J_{\text{н}}}{i^2}.$$

Это равенство показывает, что для получения максимального ускорения, необходимого для быстрой реакции следящей системы, нужно, чтобы момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя, равнялся моменту инерции двигателя. Так как это обычно не получается из-за $J_{\text{дв}} \gg \frac{J_{\text{н}}}{i^2}$, то отношение вращающего момента $M_{\text{в}}$ к приведенному моменту инерции системы $J_{\text{пр}}$, равное

$$\epsilon_{\text{н}} i = \frac{M_{\text{в}}}{J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i^2}}, \quad (3.309)$$

не будет максимальным.

По этой причине следует выбирать двигатель из числа тех, которые подходят по мощности, с тем расчетом, чтобы отношение (3.309) было максимальным.

ЛИТЕРАТУРА

Андреев В. П. и Сабнин Ю. А. Основы электропривода. Госэнергоиздат, 1956.

Белювский А. С. и Менский Б. М. Автоматизированный привод с электромашинным усилителем. Воениздат, 1956.

Васильев Д. В. Индукционные системы синхронной связи. Госэнергоиздат, 1949.

Доброгурский С. О., Титов В. К. Счетно-решающие устройства. Оборонгиз, 1953.

Иосифьян А. Г., Каган Б. М. Основы следящего привода. Госэнергоиздат, 1954.

Попков С. Л., Основы следящего привода. Оборонгиз, 1954.

Розенблат М. А. Магнитные усилители. «Советское радио», 1956.

Садовский И. М. Асинхронный серводвигатель как элемент схемы регулирования. «Автоматика и телемеханика», 1951, № 2.

Сотсков Б. С. Элементы автоматических и телемеханических устройств. Госэнергоиздат, 1950.

Титов В. К. Передаточная функция двухфазного асинхронного двигателя. Оборонгиз, 1955.

Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р. Теория следящих систем. Изд. иностранной литературы, 1951.

Собжик А. Стабилизация следящих систем, работающих на несущей частоте. Сборник «Механика», т. 2 и 3, 1950.

Сторм Г. Ф. Магнитные усилители. Изд. иностранной литературы, 1957.

Детали и элементы радиолокационных станций, ч. III. «Советское радио», Перев. с англ., 1953.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	<i>Стр.</i>
Предисловие	3
Введение	5
Часть I	
СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ МЕХАНИЗМЫ	
<i>Глава I. Общие сведения</i>	7
§ 1. Механизмы	7
§ 2. Масштабы	10
<i>Глава II. Точность механизмов и расчет погрешностей</i>	12
§ 3. Виды погрешностей и точность результата	12
§ 4. Сложение погрешностей на ведомом звене	20
§ 5. Экспериментальное определение систематических погрешностей	23
<i>Глава III. Детали и вспомогательные механизмы счетно-решающих приборов</i>	26
§ 6. Разъемные соединения деталей счетных приборов	26
§ 7. Оси и валики	27
§ 8. Соединительные муфты	28
§ 9. Опоры для валов	30
§ 10. Направляющие поступательного движения	31
§ 11. Стопоры	32
§ 12. Шкалы	35
§ 13. Механизмы с совмещением стрелок	36
<i>Глава IV. Передачи движения в механизмах</i>	37
§ 14. Передачи вращательного движения	37
Передача трением	37
Зубчатые передачи	39
<i>Глава V. Механизмы для выполнения математических действий</i>	51
§ 15. Суммирующие механизмы	52
Дифференциальные механизмы	52
Рычажные суммирующие механизмы	55
Прочие конструкции суммирующих механизмов	58

	Стр.
§ 16. Множительные механизмы	61
Умножение на постоянные множители	61
Кулисные множительные механизмы с постоянным масштабом	61
Множительные механизмы с переменным масштабом	66
Механизмы для умножения путем возведения в квадрат	67
§ 17. Тригонометрические механизмы	71
§ 18. Графики	82
§ 19. Кулачковые механизмы	84
Эксцентрики	84
Кононды	95
Механизмы с низшими парами для приближенного воспроизведе- ния сложных функций одного переменного	108
§ 20. Механизмы для дифференцирования и интегрирования	114
Фрикционные механизмы с переменным передаточным числом	114
Автоматический фрикцион	123
Графический тахометр	128
Тахометр средней скорости	130
Литература	131

Часть II

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СЧЕТНО- РЕШАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Введение	132
<i>Глава I. Общие свойства электрических счетно-решающих устройств</i>	<i>133</i>
§ 1. Электромеханические счетно-решающие четырехполюсники	133
§ 2. Решающие усилители	138
§ 3. Методы суммирования электрических величин	146
<i>Глава II. Потенциометры</i>	<i>152</i>
§ 4. Погрешности потенциометров от нагрузки	153
§ 5. Расчет каркасов функциональных потенциометров	163
§ 6. Расчет каркасов, высоты которых стремятся к нулю или к бес- конечности	169
§ 7. Потенциометр с волнообразным каркасом	172
§ 8. Расчет сопротивлений потенциометров и реостатов многокаскад- ных схем	175
Схемы умножения одночленов	175
Схема умножения на двучлен	179
Схема деления	180
§ 9. Шунтированные потенциометры	184
§ 10. Шунтированные потенциометры, воспроизводящие функции двух независимых переменных	188
§ 11. Мостовые схемы (постоянного тока)	191

	Стр.
Чувствительность мостовой схемы	192
Реостатные мостовые схемы	194
Потенциометрические мостовые схемы	199
Мостовые функциональные преобразователи с линейными сопротивлениями	203
§ 12. Конструкции потенциометров	209
Глава III. Вращающиеся трансформаторы (ВТ)	217
§ 13. Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ)	217
§ 14. Построительные вращающиеся трансформаторы (ПВТ)	228
§ 15. Линейные вращающиеся трансформаторы (ЛВТ)	234
§ 16. Конструкции ВТ	246
§ 17. Компенсатор ошибок ВТ	251
§ 18. Построение счетно-решающих схем на ВТ	253
Глава IV. Дифференцирующие устройства	262
§ 19. Магнитоэлектрический тахометр	263
§ 20. Тахогенератор	264
§ 21. Асинхронный тахометр	269
§ 22. Дифференцирующий контур типа RC	276
Глава V. Интегрирующие устройства	279
§ 23. Электродвигатель как интегратор	280
§ 24. Интегрирующий привод	281
§ 25. Интегрирующий контур типа RC	289
§ 26. Электронный интегратор	290
Литература	293

Часть III

ЭЛЕМЕНТЫ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Глава I. Сельсины	294
§ 1. Конструкция контактных сельсинов	294
§ 2. Принцип действия контактных сельсинов	296
§ 3. Принцип действия и конструкция бесконтактных сельсинов	300
§ 4. Система уравнений, описывающих физические процессы в сельсинах, работающих в индикаторном режиме	301
§ 5. Продольная и поперечная составляющие вторичного тока датчика и приемника, работающих в индикаторном режиме	305
§ 6. Фазовые токи в индикаторной синхронной передаче	308
§ 7. Синхронизирующий момент	309
§ 8. Удельный статический синхронизирующий момент	312
§ 9. Работа сельсина-датчика на несколько параллельно включенных приемников	314
§ 10. Классы точности индикаторных сельсинов	315

§ 11. Точный и грубый отсчет в индикаторной синхронной передаче	318
§ 12. Работа сельсинов в трансформаторном режиме	321
§ 13. Влияние скорости на точность измерения угла рассогласования	324
§ 14. Повышение точности измерения угла рассогласования	327
§ 15. Устранение ложного нуля в двухскоростной системе	330
§ 16. Схемы синхронизаторов	332
Глава II. Усилители	336
А. Электронные и тиратронные управляющие усилители	337
§ 17. Модуляторы	337
§ 18. Фазовые дискриминаторы	347
§ 19. Электронные усилители мощности и фазоинверторы	354
§ 20. Тиратронные усилители	360
Б. Магнитные усилители	363
§ 21. Принцип действия магнитного усилителя	364
§ 22. Характеристики магнитного усилителя	367
§ 23. Применение положительной обратной связи в магнитном усилителе	373
§ 24. Графический метод определения нагрузочной характеристики магнитного усилителя с обратной связью	379
§ 25. Назначение обмоток смещения	382
§ 26. Применение двухтактных магнитных усилителей	383
§ 27. Передаточная функция магнитного усилителя	389
§ 28. Постоянная времени магнитного усилителя	391
В. Электромашинные усилители	394
§ 29. Принцип действия и конструкция электромашинного усилителя	395
§ 30. Статические характеристики ЭМУ	397
§ 31. Коэффициент усиления ЭМУ	401
§ 32. Динамические характеристики электромашинного усилителя	401
§ 33. Передаточная функция электромашинного усилителя при работе на исполнительный двигатель	407
Глава III. Исполнительные двигатели	408
А. Двигатели постоянного тока	408
§ 34. Способы регулирования скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	408
§ 35. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре	410
§ 36. Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения	412
§ 37. Динамические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре	415

	Стр.
§ 38. Передаточная функция двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением напряжения на якоре	418
§ 39. Динамические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения	419
§ 40. Передаточная функция двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения	420
§ 41. Влияние индуктивности якоря на динамические характеристики двигателя	421
§ 42. Амплитудно-фазовая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	424
Б. Двухфазные асинхронные двигатели	426
§ 43. Принцип действия и конструкция двухфазного асинхронного двигателя	426
§ 44. Система уравнений, описывающих физические процессы в двухфазном асинхронном двигателе	428
§ 45. Вращающий момент асинхронного двухфазного двигателя	431
§ 46. Статические характеристики асинхронного двухфазного двигателя и определение по ним важнейших параметров двигателя $k_{дв}$, k_M , $f_{дв}$ и T	435
§ 47. Передаточная функция асинхронного двухфазного двигателя	441
§ 48. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики асинхронного двухфазного двигателя	448
§ 49. Прохождение модулированного по амплитуде сигнала переменного тока через элемент, обладающий передаточной функцией $G(p)$	451
§ 50. Передаточная функция разомкнутой системы с двухфазным двигателем для любых $G(p)$	454
§ 51. Выбор мощности двигателя	455
Литература	458

*Сергей Осипович Доброгурский,
Вячеслав Антипович Казаков
Виктор Константинович Титов*

СЧЕТНО-РЕШАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА



Издательский редактор *М. Ф. Богомолова*

Техн. редактор *В. П. Рожин*

Г-50250.

Подписано в печать 25/III 1959 г.

Учетно-изд. л. 28,57.

Формат бумаги $60 \times 92 \frac{1}{16} = 15,25$ бум. л.—30,50 печ. л., в т. ч. 4 вкл.

Цена в пер. 11 р. 50 к.

Тираж 20 000.

Заказ 698/1580.

Типография Оборонгиза

41
1953

536