

Х. И. ЯНЕС

**ТРЕХФАЗНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ
С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ СОЕДИНЕНИЯ ПРИ РАВНЫХ
ЭФФЕКТИВНЫХ ЧИСЛАХ ВИТКОВ ОБМОТОК**

ИЗДАТЕЛЬСТВО
ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ТАЛЛИН 1957

Ер. 6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

Серия А

№ 98

1957

Х. И. ЯНЕС

**ТРЕХФАЗНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ
С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ СОЕДИНЕНИЯ ПРИ РАВНЫХ
ЭФФЕКТИВНЫХ ЧИСЛАХ ВИТКОВ ОБМОТОК**

Ер. 941

ENSV Teaduste Akadeemia
Keskraamatukogu

ИЗДАТЕЛЬСТВО
ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ТАЛЛИН 1957

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
1. Введение	3
2. Регулируемое напряжение регуляторов при различных схемах соединений обмоток	4
3. Внешние токи и токи обмоток регуляторов	11
4. Влияние изменения порядка следования фаз на напряжения и токи	11
5. Механические моменты	15
6. Потери в стали и числа витков обмоток	20
7. Потери в меди и допустимые вторичные токи	22
8. Экспериментальная проверка напряжений и токов регуляторов	27
9. Сравнение индукционных регуляторов с различными схемами соединений обмоток	32
Литература	40

Х. И. Янес

ТРЕХФАЗНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ СОЕДИНЕНИЯ ПРИ РАВНЫХ ЭФФЕКТИВНЫХ ЧИСЛАХ ВИТКОВ ОБМОТОК

Издательство
Таллинского Политехнического Института

*

Редактор А. Вольдек
Технический редактор А. Тамм
Корректор Х. Силламаа

Сдано в набор 12 III 1957. Подписано к печати 26 IV 1957. Бумага 54×84 1/16. Печатных листов 2,5. По формату 60×92 печатных листов 2,05. Учетно-издательских листов 2,22. Тираж 800. МВ-03161. Заказ № 2028.

Типография «Коммунист», Таллин, ул. Пикк, 2.

Цена 1 руб. 60 коп.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для плавного регулирования трехфазного напряжения во многих случаях применяются трехфазные индукционные регуляторы, т. е. асинхронные машины с заторможенным поворотным ротором и электрическим соединением обмоток статора и ротора. Кроме обыкновенного двухобмоточного регулятора с соединением одной намагничивающей обмотки параллельно к сети и вторичной обмотки последовательно с нагрузкой по данным отечественной и иностранной литературы предложен и применяется ряд новых типов двух-, трех- и даже четырех-обмоточных регуляторов. Эти регуляторы имеют две намагничивающие обмотки, из которых в большинстве случаев одна находится на статоре и другая на роторе. Выбором равных эффективных чисел витков обмоток статора и ротора достигается постоянство фазы вторичного напряжения при регулировании его по величине. Это является одним из преимуществ подобных регуляторов по сравнению с обыкновенной схемой. Этим объясняется особый интерес к регуляторам с равными эффективными числами витков обмоток.

До настоящего времени в литературе нет работ, посвященных достаточно глубокому анализу различных типов регуляторов и позволяющих произвести их сравнительный анализ.

Основной целью настоящей статьи является сравнение основных типов индукционных регуляторов в отношении регулируемого напряжения, токов в обмотках и нагрузки, механических моментов при нагрузке и при холостом ходе, потерь в стали и в меди, а также в отношении допустимых нагрузок.

Ради наглядности и упрощения математических выражений при определении напряжений и токов рассматривается идеализированная машина, у которой: 1) обмотки не обладают активным сопротивлением и индуктивностью рассеяния, 2) магнитная система линейна и не имеет потерь в стали, и 3) м. д. с. обмоток машины создает в воздушном зазоре только синусоидальное магнитное поле.

2. РЕГУЛИРУЕМОЕ НАПРЯЖЕНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМАХ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТКОВ

Схема соединений обыкновенного трехфазного индукционного регулятора показана на рис. 1а. Угловой сдвиг ротора β считается положительным в направлении вращения поля. Выбираем положительные направления токов и внешних напряжений согласно рис. 2, где представлена однофазная эквивалентная схема регулятора. На схеме рис. 2 каждая из напряжений \dot{U}_1 и \dot{U}_2 может в общем случае представлять напряжение источника (сети) или напряжение на зажимах потребителя. Напряжения обмоток ротора и статора регулятора по схеме рис. 2 равны

$$\dot{U}_p = \dot{U}_1, \quad \dot{U}_c = e^{j\beta} \dot{U}_1$$

и связь между напряжениями на зажимах выражается соотношением

$$\dot{U}_2 = (1 + e^{j\beta}) \dot{U}_1 = 2 \cos \frac{\beta}{2} e^{j\frac{\beta}{2}} \dot{U}_1. \quad (1)$$

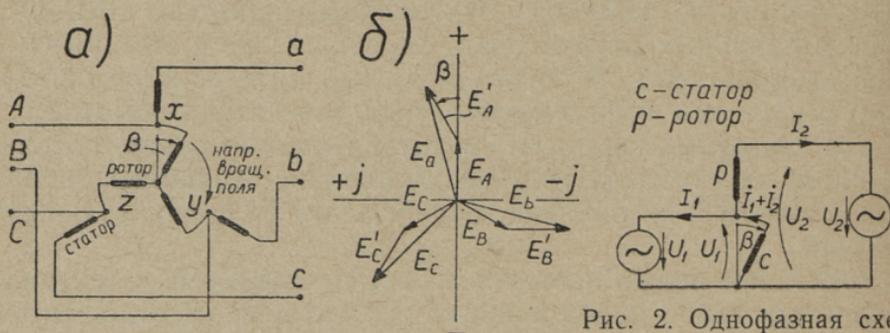


Рис. 1. Трехфазный индукционный регулятор обыкновенного типа: а — схема соединений, б — векторная и топографическая диаграмма.

Рис. 2. Однофазная схема обыкновенного индукционного регулятора с положительными направлениями токов и напряжений.

Если на схеме рис. 2 питание осуществляется с левой стороны и напряжение сети $\dot{U}_1 = \text{const.}$, то напряжение у потребителя U_2 является переменным и конец вектора \dot{U}_2 движется по окружности (рис. 3-а). При этом $U = U_p = \text{const.}$ Если питание на схеме рис. 2 осуще-

ствляется с правой стороны и $\dot{U}_2 = \text{const.}$, напряжение ротора и статора будут

$$\dot{U}_p = \dot{U}_1 = \frac{1}{2} \left(1 - j \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \right) \dot{U}_2, \quad (2)$$

$$\dot{U}_c = \dot{U}_2 - \dot{U}_1 = \frac{1}{2} \left(1 + j \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \right) \dot{U}_2 \quad (3)$$

и следовательно конец вектора напряжения приемника \dot{U}_1 движется в векторной диаграмме по прямой (рис. 3-б).

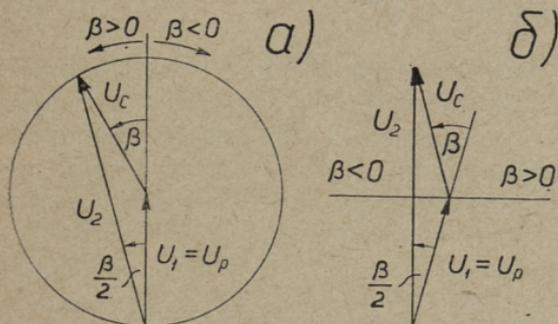


Рис. 3. Векторная диаграмма регулятора обыкновенного типа: а — с намагничивающими обмотками на роторе, б — с намагничивающими обмотками, соединенными в общую звезду.

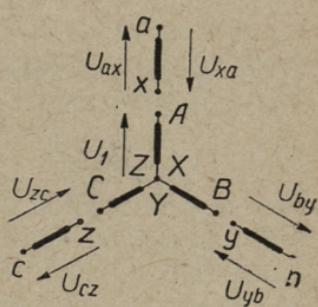


Рис. 4. Возможности выбора напряжения первой фазы статора.

Вторичное напряжение идеализированного индукционного регулятора является пропорциональным первичному и зависит только от угла β между осями первых фаз статора и ротора. Принципиально говоря, упомянутый угол зависит кроме физического положения ротора также и от соединений начал и концов обмоток. Согласно рис. 4, когда основной вектор первичного напряжения относится к фазе А ротора, первой фазой статора соответствующим соединением может быть выбрано любое из трех фаз статора, причем напряжение первой фазы статора дается одним из следующих шести напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ax} &= \dot{U}_{co} e^{j0^\circ} = \dot{U}_{co} b^{12}, & \dot{U}_{xa} &= \dot{U}_{co} e^{j180^\circ} = \dot{U}_{co} b^6, \\ \dot{U}_{yb} &= \dot{U}_{co} e^{j60^\circ} = \dot{U}_{co} b^{10}, & \dot{U}_{by} &= \dot{U}_{co} e^{j240^\circ} = \dot{U}_{co} b^4, \\ \dot{U}_{cz} &= \dot{U}_{co} e^{j120^\circ} = \dot{U}_{co} b^8, & \dot{U}_{zc} &= \dot{U}_{co} e^{j300^\circ} = \dot{U}_{co} b^2, \end{aligned}$$

где $\dot{U}_{co} = e^{j\beta} \dot{U}_1$ и $b = e^{-j30^\circ}$.

Все шесть возможностей учтены в следующем общем выражении для напряжения статора

$$\dot{U}_c = e^{j\beta} \dot{U}_1 b^{2n}, \quad (4)$$

где $n = 0(6), 1, 2, 3, 4$ или 5 .

Аналогично для случая соединения обмотки ротора треугольником имеем для общего выражения напряжения первой фазы статора

$$\dot{U}'_c = \sqrt{3} e^{j\beta} \dot{U}_1 b^{2n+1}. \quad (5)$$

Показатель степени b определяется в связи с расположением стрелок на часовом циферблате аналогично тому, как это делается при определении групп соединений трансформаторов. Величина показателя степени b определяется той цифрой на часовом циферблате, в сторону которой направлен вектор напряжения первой фазы обмотки, присоединенной к потребителю, если вектор первой фазовой обмотки, присоединенной к первичной сети, направлен на 12.

В случае питания индукционного регулятора с правой стороны схемы рис. 2, на вторичной стороне возможно, по сравнению с предыдущим случаем, лишь циклическое переименование зажимов, чему соответствует умножение вторичного напряжения на b^{4n_2} , где $n_2 = 0, 1$ или 2 . Циклическое переименование вторичных зажимов всегда возможно, поэтому соответствующий множитель обычно в дальнейшем всюду опускается.

При трех- или четырехобмоточных индукционных регуляторах обе обмотки статора или ротора заложены в пазы так, что напряжения соответственных фаз обоих обмоток статора или ротора во времени совпадают по фазе. Сдвиг фаз между напряжением первых фаз может быть получен, аналогично предыдущему, соответствующим соединением фаз между собой. Отношение напряжений фаз по величине равно отношению C_c или C_p эффективных чисел витков.

На рис. 5 даны схемы для приведенных в литературе, а также других возможных соединений обмоток трех- и четырехобмоточных регуляторов, в которых статорные и роторные намагничивающие обмотки соединены последо-

вательно. Фазы обмотки, соединение которых в схеме регулятора может быть представлено шестью вариантами, показаны пунктирной линией. Эти варианты характеризуются показателем n , связанных указанным выше образом с часовым циферблатом. На рис. 5 на каждой схеме представлен один из этих шести вариантов и указано соответствующее этому варианту значение n . При четырехобмоточных регуляторах присоединения пар последовательно соединенных вторичных обмоток к первичным или между собой могут быть произведены также шестью вариантами, выражаемыми показателями n_1 в множителях b^{2n_1} или b^{2n_1+1} .

На рис. 5 представлены отдельные конкретные соединения из указанных шести вариантов с указанием соответствующих значений n_1 .

В табл. 1 приведены выражения для вторичных напряжений регуляторов со схемами соединений по рис. 5. В графе 4 табл. 1 указывается сдвиг фаз первичного и вторичного напряжения, аналогично трансформаторам, группой соединения или углом сдвига.

Приведенные на рис. 5 трансформаторные четырехобмоточные схемы 1а, б и 2 являются исходными для других схем, у которых вторичное напряжение при регулировании его величины по фазе не изменяется. Выражения для вторичных напряжений регуляторов по схемам 1а, б и 2 составляют основу выражений вторичных напряжений производных схем. Схема 1в применяется для регулирования коллекторных двигателей переменного тока (Л. 9, 10); в немецком патенте (Л. 13) описывается схема, которая соответствует схеме 5 рис. 5 при $n_1=5$ и $n=1$; схема 7 рис. 5 рассматривается в ряде источников (Л. 1, 7, 8, 12). Описания схем 4 и 6 в известных нам литературных источниках не имеется. Схема 8 является дополнением схемы 7 — общего треугольника. Трансформаторная трехобмоточная схема 3а для регулирования поперечной составляющей к постоянной составляющей вторичного напряжения и схема 9 для двухобмоточного регулятора с шестифазным трансформатором, показанная в (Л. 10), применяются для регулирования коллекторных двигателей.

Из вариантов схемы 8 своеобразный характер имеет (см. табл. 1) схема с $n=2$ при $n_1=3$ или 0. В этих случаях сдвиг фаз первичного и вторичного напряжений постоянен,

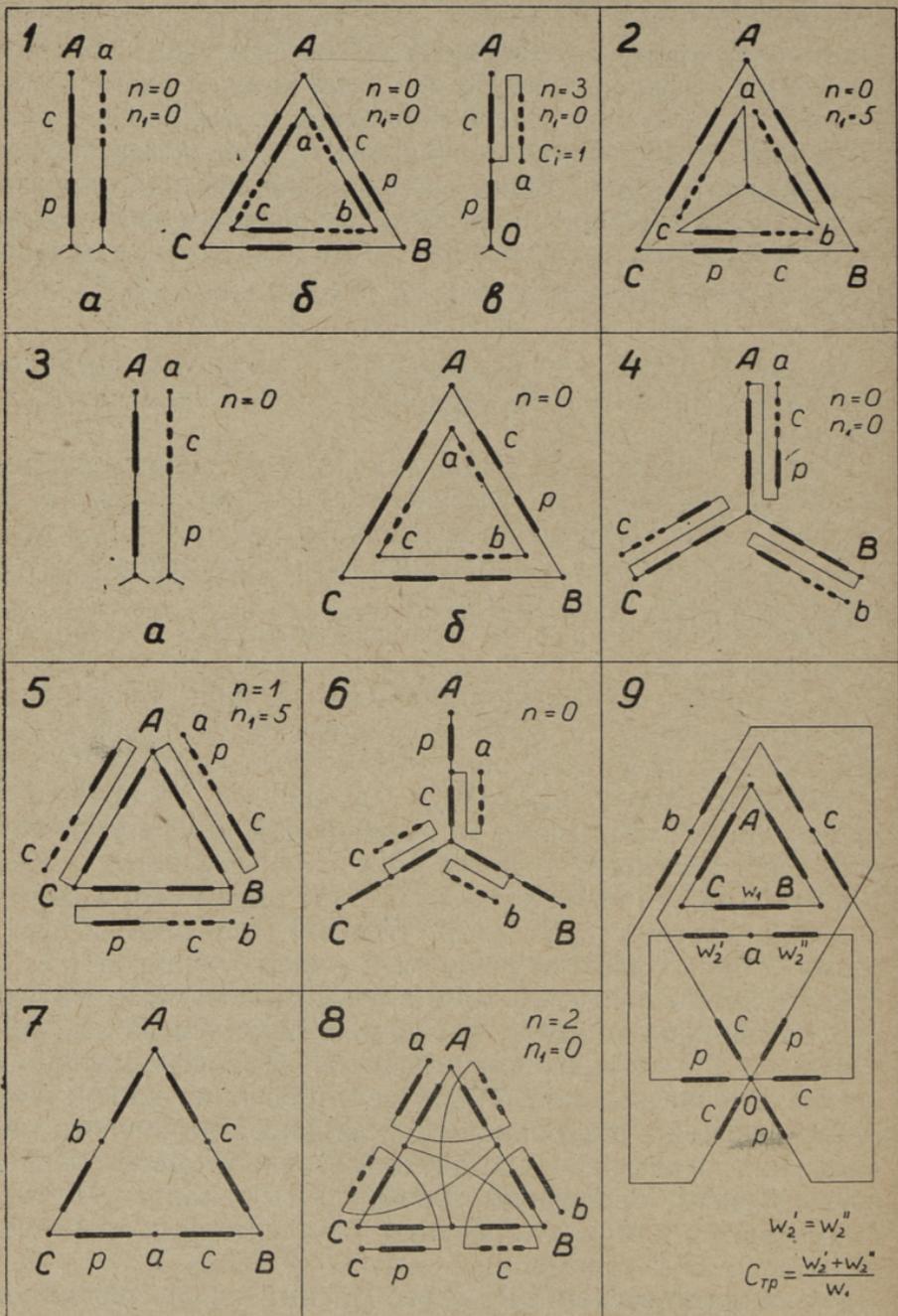


Рис. 5. Схемы многообмоточных регуляторов.

Таблица 1

№ сх.		$\frac{U_2'}{U_1}$		Группа
1	2	3		
1	-	$\frac{1}{2}[(1-jtg\frac{\alpha}{2})+(1+jtg\frac{\alpha}{2})b^{2n}]b^{2n}C_i$		
	0	$1b^0 \cdot b^{2n} C_i$		12,2,4...
	1	$\frac{1}{2}(\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^1 b^{2n} C_i$		1,3,5...
	2	$\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^2 b^{2n} C_i$		2,4,6...
	3	$tg\frac{\alpha}{2} \cdot b^3 b^{2n} C_i$		3,5,7...
	4	$\frac{1}{2}(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^4 b^{2n} C_i$		4,6,8...
	5	$\frac{1}{2}(-\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^5 b^{2n} C_i$		5,7,9...
2	-	$\frac{\sqrt{3}}{2}[(1-jtg\frac{\alpha}{2})+(1+jtg\frac{\alpha}{2})b^{2n}]b^{2n+1} C_i$		
	0	$\sqrt{3} b^0 b^{2n+1} C_i$		1,3,5...
	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^1 b^{2n+1} C_i$		2,4,6...
	2	$\frac{\sqrt{3}}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^2 b^{2n+1} C_i$		3,5,7...
	3	$\sqrt{3} tg\frac{\alpha}{2} b^3 b^{2n+1} C_i$		4,6,8...
	4	$\frac{\sqrt{3}}{2}(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^4 b^{2n+1} C_i$		5,7,9...
	5	$\frac{\sqrt{3}}{2}(-\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^5 b^{2n+1} C_i$		6,8,10...
3	-	$\frac{1}{2}(1+jtg\frac{\alpha}{2})C_c b^{2n} = b^{2n} e^{j\frac{\alpha}{2}} \frac{C_c}{2\cos\frac{\alpha}{2}}$		
4	-	$1+\frac{1}{2}[(1-jtg\frac{\alpha}{2})+(1+jtg\frac{\alpha}{2})b^{2n}]b^{2n} C_i$		
	0	$1+b^0 b^{2n} C_i$		12, n ₁ =0
	1	$1+\frac{1}{2}(\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^1 b^{2n} C_i$		
	2	$1+\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^2 b^{2n} C_i$		12, n ₁ =5
	3	$1+tg\frac{\alpha}{2} b^3 b^{2n} C_i$		
	4	$1+\frac{1}{2}(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^4 b^{2n} C_i$		12, n ₁ =1
	5	$1+\frac{1}{2}(-\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^5 b^{2n} C_i$		
5	-	$1+\frac{\sqrt{3}}{2}[(1-jtg\frac{\alpha}{2})+(1+jtg\frac{\alpha}{2})b^{2n}]b^{2n+1} C_i$		
	0	$1+\sqrt{3} b^0 b^{2n+1} C_i$		
	1	$1+\frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^1 b^{2n+1} C_i$		12, n ₁ =5
	2	$1+\frac{\sqrt{3}}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^2 b^{2n+1} C_i$		
	3	$1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2} b^3 b^{2n+1} C_i$		12, n ₁ =4
	4	$1+\frac{\sqrt{3}}{2}(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^4 b^{2n+1} C_i$		
	5	$1+\frac{\sqrt{3}}{2}(-\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^5 b^{2n+1} C_i$		12, n ₁ =3
6	-	$\frac{1}{2}(1+jtg\frac{\alpha}{2})(1+C_c b^{2n})$		
	0	$\frac{1}{2}(1+C_c)+\frac{1}{2}tg\frac{\alpha}{2}(1+C_c) = \frac{1+C_c}{2\cos\frac{\alpha}{2}} e^{j\frac{\alpha}{2}}$		
	1	$\frac{1}{2}[1+\frac{C_c}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})]+\frac{j}{2}[tg\frac{\alpha}{2}+\frac{C_c}{2}(tg\frac{\alpha}{2}-\sqrt{3})]$		
	2	$\frac{1}{2}[1+\frac{C_c}{2}(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})]+\frac{j}{2}[tg\frac{\alpha}{2}-\frac{C_c}{2}(tg\frac{\alpha}{2}+\sqrt{3})]$		
	3	$\frac{1}{2}(1-C_c)+\frac{j}{2}tg\frac{\alpha}{2}(1-C_c)$		
	4	$\frac{1}{2}[1-\frac{C_c}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})]+\frac{j}{2}[tg\frac{\alpha}{2}+\frac{C_c}{2}(\sqrt{3}-tg\frac{\alpha}{2})]$		
	5	$\frac{1}{2}[1+\frac{C_c}{2}(1-\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})]+\frac{j}{2}[tg\frac{\alpha}{2}+\frac{C_c}{2}(tg\frac{\alpha}{2}+\sqrt{3})]$		
7	-	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})$		6
8	-	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i[(1-jtg\frac{\alpha}{2})+(1+jtg\frac{\alpha}{2})b^{2n}]b^{2n+1}$		
	0	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i b^0 b^{2n+1}$		
	1	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i(\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})bb^{2n+1}$		6, n ₁ =2
	2	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^2 b^{2n+1}$ <small>n=2, n₁=3, β₂=180°-arctg√3 C_i n=2, n₁=0, β₂=180°+arctg√3 C_i</small>		
	3	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\sqrt{3}C_i tg\frac{\alpha}{2} b^3 b^{2n+1}$		6, n ₁ =1
	4	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i(-1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})b^4 b^{2n+1}$		
	5	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3}tg\frac{\alpha}{2})+\frac{\sqrt{3}}{2}C_i(-\sqrt{3}+tg\frac{\alpha}{2})b^5 b^{2n+1}$		6, n ₁ =3
9	-	$\frac{\sqrt{3}}{2}tg\frac{\alpha}{2} C_{Tp}$		12, 6

но не кратен 30° , а может иметь любое значение при выборе коэффициента трансформации $C_i = C_p = C_c$ в пределах от 0 до 1. Следовательно, возможно создать ординарный регулятор с любым неизменяющимся сдвигом фаз между первичным и вторичным напряжениями. До сих пор такая цель считалась достигаемой только в двояном регуляторе.

На рис. 6 изображены наиболее важные схемы регуляторов с равными эффективными числами витков обмоток для дополнительного рассмотрения. Из двухобмоточных регуляторов избраны: схема 1 — схема обыкновенного регулятора, схема 2 — общая звезда, схема 3 — общий треугольник. Из трехобмоточных схем представлены: схема 4, в которой регулятор работает в режиме с постоянным магнитным потоком, разработанная на ХЭМЗ инженером С. Я. Каган, схема 5 применима для поперечного регулирования (табл. 1, схема 1, в, рис. 5) и схема 6 — для регулирования добавочной поперечной составляющей к первичному напряжению (рис. 5, схема 6 при $n=0$ если $C_c=1$). Из четырехобмоточных схем для рис. 6 выбраны схемы с вторичным напряжением, совпадающим по фазе с первичными, т. е. схемы для добавочного продольного регулирования: схема 7 — с центром диапазона регулирования, равным \dot{U}_1 ; схема 8 — с центром диапазона, равным $1,5 \dot{U}_1$, и схема 9 — с центром $2,5 \dot{U}_1$.

Согласно схеме 11 на рис. 6 имеем для вторичного напряжения двоянного регулятора, у которого роторы машин первоначально сдвинуты по направлению вращения поля в отношении статоров на β_0 эл. градусов и при дополнительном сдвиге β для одной машины по и для другой против направления вращения поля, если число витков обмоток статоров два раза меньше числа витков обмоток роторов, следующее выражение:

$$\dot{U}_2 = \frac{1}{2} (e^{j(\beta_0 + \beta)} + e^{j(\beta_0 - \beta)}) \dot{U}_1 = \cos \beta e^{j\beta_0} \dot{U}_1. \quad (6)$$

Из двоянных регуляторов представлены на рис. 6: схема 10 — для добавочного продольного регулирования ($\beta_0=0$), трансформаторная схема 11 — для регулирования вторичного напряжения с любой постоянной фазой и схема 12 для добавочного поперечного регулирования ($\beta_0=90^\circ$).

В табл. 2 представлены соотношения между электрическими величинами регуляторов по схемам рис. 6, причем номера схем по табл. 2 соответствуют номерам схем рис. 6.

3. ВНЕШНИЕ ТОКИ И ТОКИ ОБМОТОК РЕГУЛЯТОРОВ

Согласно выбранным положительным направлениям внешних токов (рис. 2) имеем для тока нагрузки и для нагрузочной составляющей первичного тока идеального регулятора:

$$\dot{I}_2 = - \frac{\dot{U}_2}{Z_2}, \quad \dot{I}_{1н} = \frac{U_2^2 \dot{U}_1}{U_1^2 Z_2}. \quad (7)$$

Нагрузочные составляющие токов обмоток определяются при помощи первого закона Кирхгофа, с учетом сдвига между фазами.

Намагничивающий ток фазовых обмоток для схем намагничивающими обмотками на роторе и статоре зависит от положения ротора и для схем 2, 5, 6 и 8 и для схем 3, 7 и 9 (рис. 6) соответственно для первых фаз равен

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1}{j4x \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \quad \dot{I}'_0 = \frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ} \dot{U}_1}{j4x \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \quad (8)$$

где x — индуктивность фазовой обмотки, учитывающая магнитное влияние и других фаз данной обмотки при симметричных токах во всех фазах.

Токи обмоток и первичный ток получим как суммы намагничивающих и нагрузочных составляющих. В табл. 2 даны отнесенные к первичному напряжению вторичные напряжения и токи в первой и второй обмотке ротора и статора для всех схем рис. 6 как функции угла сдвига ротора β и сопротивление нагрузки Z_2 .

4. ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПОРЯДКА СЛЕДОВАНИЯ ФАЗ НА НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКИ

Для регуляторов, у которых вторичное напряжение по величине действующего значения не зависит от направления сдвига ротора, т. е. от знака β (схемы 1, 2, 4, 5, 6, 11 и 12 рис. 6), при изменении порядка следования первичных

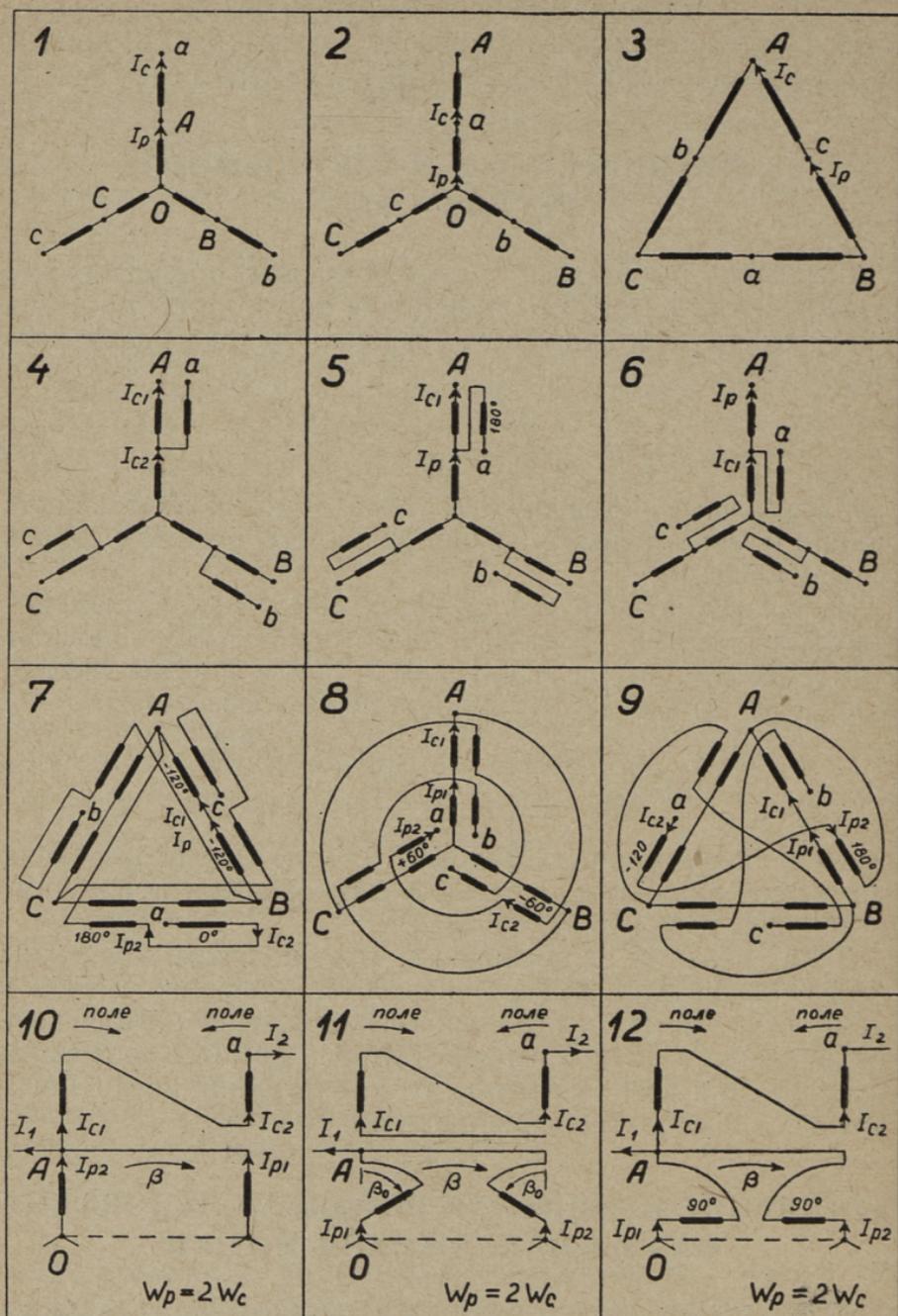


Рис. 6. Основные схемы двух-, трех-, четырехобмоточных и сдвоенных индукционных регуляторов. Указаны положительные направления токов и положение обмоток при $\beta=0$.

Таблица 2

N° сх.	$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$	$\frac{\dot{I}_{D1}}{\dot{U}_1}$	$\frac{\dot{I}_{D2}}{\dot{U}_1}$	$\frac{\dot{I}_{C1}}{\dot{U}_1}$	$\frac{\dot{I}_{C2}}{\dot{U}_1}$
1	2	3	4	5	6
1	$2 \cos \frac{\beta}{2} e^{j\frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{jX} + \frac{2 \cos \frac{\beta}{2}}{Z_2} e^{-j\frac{\beta}{2}}$		$-\frac{2 \cos \frac{\beta}{2}}{Z_2} e^{j\frac{\beta}{2}}$	
2	$\frac{e^{-j\frac{\beta}{2}}}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{e^{j\beta}}{4Z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$		$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{1}{4Z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	
3	$-\frac{1}{2}(1+\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{(1+\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})\alpha}{4Z_2 \cos \frac{\beta}{2}} e^{-j\frac{\beta}{2}}$		$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{\alpha(\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} + 1)}{4Z_2 \cos \frac{\beta}{2}} e^{j\frac{\beta}{2}}$	
4	$\cos \frac{\beta}{2} e^{-j\frac{\beta}{2}}$	$-\frac{\cos \frac{\beta}{2}}{Z_2} e^{-j\frac{\beta}{2}}$		$\frac{1}{j4X} + \frac{\cos^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2}$	$\frac{1}{j4X} - \frac{\sin \beta}{2jZ_2}$
5	$-j \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + j \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2}}{Z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} e^{-j\frac{\beta}{2}}$		$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\operatorname{tg}^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2}$	$j \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2}}{Z_2}$
6	$\frac{e^{j\frac{\beta}{2}}}{\cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{1}{Z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$		$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} - j \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2}}{Z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} e^{j\frac{\beta}{2}}$	$-\frac{e^{j\frac{\beta}{2}}}{Z_2 \cos \frac{\beta}{2}}$
7	$1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1) e^{j30^\circ}}{Z_2}$	$\frac{1}{Z_2} (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1) e^{j30^\circ}}{Z_2}$	$\frac{1}{Z_2} (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$
8	$\frac{\sqrt{3}}{2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\sqrt{3}}{4Z_2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$-\frac{\sqrt{3}}{2Z_2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{1}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\sqrt{3}}{4Z_2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$-\frac{\sqrt{3}}{2Z_2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$
9	$\frac{1}{2} (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{e^{j30^\circ}}{4Z_2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{1}{2Z_2} (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{\sqrt{3} e^{j30^\circ}}{j4X \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{e^{j30^\circ}}{4Z_2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$	$\frac{1}{2Z_2} (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})$
10	$2 \cos^2 \frac{\beta}{2}$	$\frac{1}{jX} + \frac{\cos^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2} e^{-j\beta}$	$\frac{j}{jX} + \frac{\cos^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2} e^{j\beta}$	$-\frac{2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2}$	$-\frac{2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}{Z_2}$
11	$\cos \beta e^{j\beta_0}$	$\frac{1}{jX} + \frac{\cos \beta}{2Z_2} e^{-j\beta}$	$\frac{1}{jX} + \frac{\cos \beta}{2Z_2} e^{j\beta}$	$-\frac{\cos \beta}{Z_2} e^{j\beta_0}$	$-\frac{\cos \beta}{Z_2} e^{j\beta_0}$
12	$1 + j \cos \beta$	$\frac{1}{jX} + \frac{\cos \beta - j}{2Z_2} e^{-j\beta}$	$\frac{1}{jX} + \frac{\cos \beta - j}{2Z_2} e^{j\beta}$	$-\frac{1 + j \cos \beta}{Z_2}$	$-\frac{1 + j \cos \beta}{Z_2}$

фаз вторичные напряжения изменяют знак сдвига фаз в отношении первичных на обратное (графа 2, табл. 2). Питая такие регуляторы несимметричной системой напряжений с определенными составляющими прямой и обратной последовательности, эти составляющие трансформируются по величине одинаково, но сдвигаются по фазе противоположно. Следовательно, три вторичных линейных напряжения не будут соответственно пропорциональны первичным.

В тех случаях, когда вторичное напряжение регулятора зависит по величине действующего значения от знака β (схемы 3, 7, 8, 9 и 10, рис. 6), с изменением порядка следования фаз первичных напряжений изменяется и сама схема таким образом, что вторичное напряжение остается независимым от порядка следования фаз. Благодаря этому несимметричная система первичных линейных напряжений трансформируется пропорционально.

Питающие токи регуляторов всех схем согласно равен-

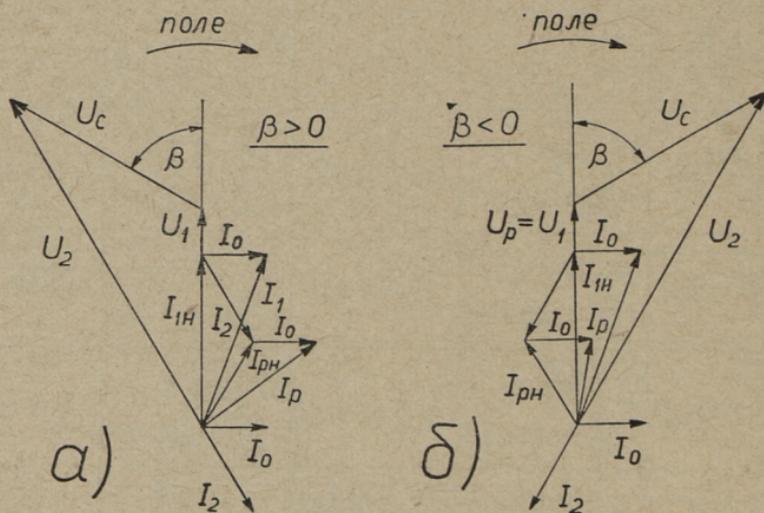


Рис. 7. Влияние порядка следования фаз на векторы напряжений и токов регулятора обыкновенного тока: а — прямая последовательность, б — обратная последовательность.

ству (7) не зависят от порядка следования фаз первичных напряжений, если сопротивление нагрузки Z_2 при этом остается неизменным.

Нагрузочные составляющие токов обмоток по действующим

щему значению не зависят от порядка следования фаз, но зависят от этого по фазе (табл. 2). Причиной сказанного является зависимость фаз вторичного напряжения и тока от знака β . Учитывая также наличие в обмотке намагничивающего тока, направление вектора которого не зависит от $\pm\beta$, результирующие токи в обмотках будут по действующему значению и углу при изменении порядка следования фаз различными. На рис. 7 в качестве примера приведены векторные диаграммы для идеализированного регулятора по схеме 1, рис. 6, при активной нагрузке.

В реальных регуляторах с изменением порядка следования фаз изменяется также несколько и вторичное напряжение из-за изменения падений напряжений и потерь в обмотках. Для схемы 1, рис. 6, вторичное напряжение и мощность больше и потери в меди обмотки ротора меньше в режиме $\beta < 0$, чем в режиме $\beta > 0$.

При изменении схемы соединений обмоток, взаимно заменяя обмотки статора на обмотки ротора и наоборот, фазовые соотношения переходят на обратные.

5. МЕХАНИЧЕСКИЕ МОМЕНТЫ

Одним из недостатков индукционных регуляторов в эксплуатации является наличие действующих на вал механических моментов. В идеализированном рассмотрении регуляторов критериями сравнения могут служить моменты при холостом ходе и при нагрузке.

Механический момент в общем случае (Л. 3) для двухполюсной машины с трехфазными обмотками на статоре и роторе (индексы с и р) равен

$$M_{\text{мех}} = \frac{\partial}{\partial \beta} [M'_{\text{ср}}(i'_c i'_p + i''_c i''_p + i'''_c i'''_p) + M''_{\text{ср}}(i'_c i''_p + i''_c i'_p + i'''_c i'''_p) + M'''_{\text{ср}}(i'_c i'''_p + i''_c i'_p + i'''_c i''_p)]_{i=\text{const.}} \quad (9)$$

где $M'_{\text{ср}}(\beta)$, $M''_{\text{ср}}(\beta)$ и $M'''_{\text{ср}}(\beta)$ — взаимные индуктивности 1-ой фазовой обмотки статора и 1-ой, 2-ой и 3-ей фазовыми обмотками ротора, а i' , i'' и i''' мгновенные значения токов 1-ой, 2-ой и 3-ей фазы.

При симметричной системе токов прямой последовательности с токами первых фаз

$$i'_c = \sqrt{2} I_c \sin(\omega t + \psi_c) \text{ и } i'_p = \sqrt{2} I_p \sin(\omega t + \psi_p)$$

и при $M'_{cp} = M \cos \beta$, $M''_{cp} = M \cos(\beta + 120^\circ)$ и $M'''_{cp} = M \cos(\beta - 120^\circ)$ (идеализированная машина) из равенства (9) после соответствующих преобразований получим

$$M_{\text{мех}} = \frac{9}{2} I_c I_p M \sin(\psi_c - \psi_p - \beta). \quad (10)$$

Положительным считается момент, действующий в сторону вращения поля, т. е. стремящийся увеличить угол β .

При наличии на статоре и роторе нескольких обмоток выражение (10) может быть использовано для определения момента, обусловленного взаимодействием токов любой пары обмоток статора и ротора. Однако в общем случае первые фазы двух обмоток статора (а также ротора) могут иметь пространственный сдвиг. Поэтому углы сдвига β , отсчитываемые между осями первых фаз ротора и статора оказываются для разных пар обмоток разными. В этом случае выражение (10) для момента взаимодействия между одной обмоткой статора и одной обмоткой ротора может быть видоизменено следующим образом:

$$\begin{aligned} M_{\text{мех}} &= \frac{9}{2} I_c I_p M \sin(\psi_c - \psi_p + \beta_c - \beta_p) = \\ &= \frac{9}{2} I_c I_p M \sin(\vartheta_c - \vartheta_p), \end{aligned} \quad (10-a)$$

где

$$\vartheta_c = \psi_c + \beta_c, \quad \vartheta_p = \psi_p + \beta_p.$$

При этом β_c и β_p означают соответственно углы сдвига между первой фазой первой обмотки статора и соответственно первыми фазами рассматриваемых обмоток статора и ротора.

Следовательно, если на статоре имеется ν обмоток и на роторе μ обмоток, то полный механический момент регулятора равен

$$\begin{aligned} M_{\text{мех}} &= \frac{9}{2} \sum_{i=1}^{\nu} \sum_{k=1}^{\mu} I_{ci} I_{pk} M_{ci, pk} \sin(\vartheta_{ci} - \vartheta_{pk}) = \\ &= \frac{9}{2} k F_c F_p \sin(\vartheta_c - \vartheta_p), \end{aligned} \quad (11)$$

где k , F_c , F_p , ϑ_c и ϑ_p определяются соотношениями:

$$M_{ci, pk} = k w_{ci} w_{pk},$$

$$\sum_{i=1}^{\nu} \dot{I}_{ci} w_{ci} e^{j\beta ci} = F_c e^{j\beta c},$$

$$\sum_{k=1}^{\mu} I_{pk} w_{pk} e^{j\beta pk} = F_p e^{j\beta p}.$$

Выражение (11) может быть также использовано для определения моментов от взаимодействия определенных составляющих токов в обмотках.

Из выражений токов обмоток двухобмоточных индукционных регуляторов (табл. 2) видно, что нагрузочная составляющая тока обмотки статора при $\beta > 0$ опережает нагрузочную составляющую тока обмотки ротора на временный угол, равный $\beta + 180^\circ$. Механический момент от взаимодействия нагрузочных составляющих токов согласно выражению (10) отсутствует, ибо $\sin(\vartheta_c - \vartheta_p) = \sin 180^\circ = 0$. Так как в идеальном регуляторе м. д. с. всех обмоток статора и ротора равна нулю независимо от числа обмоток, то сумма м. д. с. всех обмоток статора равна и противоположна по направлению сумме м. д. с. всех обмоток ротора. Из этого можно заключить, что механический момент от взаимодействия всех нагрузочных составляющих токов машины равняется нулю. Следовательно механический момент создается взаимодействием намагничивающих составляющих токов ротора с намагничивающими составляющими токов статора (момент холостого хода) и взаимодействием нагрузочных составляющих токов статора (ротора) с намагничивающими составляющими токов ротора (статора) (момент нагрузки).

Для регуляторов, схемы которых даны на рис. 6, где указаны также начальные сдвиги обмоток (сдвиги при $\beta = 0$), можем с помощью выражений для токов в табл. 2 и выражений (10) или (11) определить механические моменты как функции параметров нагрузки, угла сдвига ротора, угловой частоты и действующего значения первичного напряжения,

$$M_{\text{мех}} = M_{\text{мех}}(z_2, \varphi_2, \beta, \omega, U_1),$$

учитывая, что $x = \frac{3}{2} \omega_1 M$. Однако более простые и нагляд-

ные зависимости для механического момента можно получить, если выразить его через намагничивающую мощность и вторичные активную или реактивную мощности

$$P_2 = \frac{3U_2^2}{z_2} \cos \varphi_2 \quad \text{и} \quad Q_2 = \frac{3U_2^2}{z_2} \sin \varphi_2.$$

Намагничивающая мощность регуляторов в общей звезде равна

$$Q_{\mu} = \frac{3U_1^2}{4x \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \quad (12)$$

а намагничивающие мощности регуляторов с роторной и статорной намагничивающими обмотками при соединении в общий треугольник

$$Q'_{\mu} = 3Q_{\mu}. \quad (12-a)$$

Выражения механических моментов индукционных регуляторов со схемами по рис. 6 даны в табл. 3, из которых видно, что при схемах со статорными и роторными намагничивающими обмотками в последовательном соединении момент холостого хода пропорционален намагничивающей реактивной мощности и $\operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$ и действует в сторону уменьшения абсолютного значения угла сдвига β .

Составляющая момента, пропорциональная вторичной активной мощности, имеется только в тех одинарных регуляторах, в которых вторичное напряжение при регулировании не изменяется по фазе. Вторичная реактивная мощность при всех схемах сопровождается наличием соответствующей составляющей механического момента.

Схемы 1 и 2, а также 4 и 6 рис. 6 попарно по схеме соединения обмоток друг от друга не отличаются. В них различно только направление потока энергии. В связи с этим нагрузочные составляющие моментов упомянутых регуляторов являются одинаковыми по величине, но противоположными по знаку. Для схем 1 и 2 режимы с $\beta > 0$ и для схем 4 и 6 режимы с $\beta < 0$ являются по отношению моментов при нагрузке и даже при коротком замыкании более благоприятными, так как отдельные составляющие моментов действуют встречно.

В литературе (Л. 16) для схемы 2 указан способ саморегулирования регулятора по условию $M_{\text{мех}} = 0$, дающий при активной нагрузке эффект компаундирования. Этот эффект возможен, как видно, также и при схеме 6.

Таблица 3

№ сх.	$M_{\text{мех}}$			$\frac{U_p}{U_1}$	$\frac{P_c}{P_{c\beta=0}}$	P_c		$\frac{U_2}{U_1}$		$\frac{W_p}{W_{p1}}$	$\frac{W_c}{W_{c1}}$	$\frac{I_{20}}{I_{01}}$	$\frac{I_p}{I_{p1}}$	$\frac{I_c}{I_{c1}}$
	холост. хода	акт. мощн.	реакт. мощности					макс.	мин.					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	0	$-\frac{P_2}{2\omega}$	$+\frac{Q_2}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	1	1	P_{c1}	P_{c1}	2	0	1	1	1	1	1
2	$-\frac{Q_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$+\frac{P_2}{2\omega}$	$-\frac{Q_2}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	1	$\frac{1}{2}$	1	1	$\frac{1}{4}$	1	1
3	$-\frac{Q'_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	0	$\frac{-\sqrt{3} Q_2}{\omega(1+2\cos(\beta-60))}$	$\frac{\sqrt{3}}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	1	0	1	1	$\frac{3}{4}$	1	1
4	0	$+\frac{P_2}{2\omega}$	$+\frac{Q_2}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{P_{c1}}{4}$	P_{c1}	1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$
5	$-\frac{Q_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	0	$-\frac{Q_2}{\omega \sin \beta}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
								$\frac{P_{c1}}{2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\pm 60^\circ$	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
6	$-\frac{Q_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$-\frac{P_2}{2\omega}$	$-\frac{Q_2}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
								$\frac{P_{c1}}{2 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\pm 90^\circ$	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
7	$-\frac{Q'_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	0	$\frac{+\sqrt{3} Q_2}{\omega(1+2\cos(\beta+60))}$	$\frac{\sqrt{3}}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	2	0	1	1	$\frac{3}{4}$	2	2
8	$-\frac{Q_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	0	$\frac{+Q_2}{\omega[\sqrt{3}+2\cos(\beta+60)]}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	2	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$
9	$-\frac{Q'_H}{2\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	0	$\frac{-\sqrt{3} Q_2}{\omega[5+5\cos\beta+\sqrt{3}\sin\beta]}$	$\frac{\sqrt{3}}{2 \cos \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{3P_{c1}}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	3	2	1	1	$\frac{3}{4}$	2	2
10	0	0	$+\frac{Q_2}{\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	1	1	P_{c1}	P_{c1}	2	0	1	$\frac{1}{2}$	1	2	$\frac{1}{2}$
11	0	0	$+\frac{Q_2}{\omega} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}$	1	1	P_{c1}	P_{c1}	1	0	1	$\frac{1}{2}$	1	2	$\frac{1}{2}$
12	0	$\frac{P_2 \sin \beta}{\omega(1+\cos \beta)}$	$\frac{Q_2 \sin \beta \cos \beta}{\omega(1+\cos^2 \beta)}$	1	1	P_{c1}	P_{c1}	$\sqrt{2}$	1	1	$\frac{1}{2}$	1	2	$\frac{1}{2}$
								0°	90°	1	$\frac{1}{2}$	2	$\frac{1}{2}$	

6. ПОТЕРИ В СТАЛИ И ЧИСЛА ВИТКОВ ОБМОТОК

Примем, что потери в активной стали индукционной машины пропорциональны квадрату напряжения одного витка или одной обмотки. В графе 5 табл. 3 даны относительные напряжения одной обмотки ротора для всех схем рис. 6. Зависимость потерь в стали от β представлена в графе 6 отношением потерь в стали к потерям в стали при $\beta=0$. При последовательном соединении статорной и роторной намагничивающих обмоток потери в стали обратно пропорциональны $\cos^2 \frac{\beta}{2}$, т. е. они увеличиваются с увеличением абсолютного значения угла сдвига β .

Если иметь в виду регуляторы с одинаковой магнитной системой и с одинаковыми числами витков всех обмоток, когда регуляторы выполнены с 2, 3 или 4 обмотками, соединенными при этом согласно схемам рис. 6, то при равных первичных напряжениях потери в стали для сравнения целесообразно выражать через потери регулятора со схемой 1 (графа 7, табл. 3). Принимая условие, что потери в стали при наибольшем сдвиге ротора равняются допустимым потерям в стали для данной машины, мы определяем пределы регулирования напряжения и требуемое число витков обмоток ротора и статора. В графе 8 табл. 3 даны зависимости потерь в стали разных регуляторов от допустимых потерь регулятора по схеме 1 и угла сдвига ротора, при том для схем 3, 7, 8 и 9 при условии, что потери в стали равняются допустимыми при $\beta=\pm 60^\circ$, для схем 5 и 6 — при двух условиях: $\beta=\pm 60^\circ$ и $\beta=\pm 90^\circ$ и для схемы 2 — при $\beta=\pm 120^\circ$. Соответствующие предельные вторичные напряжения указаны в графах 9 и 10. Соотношения для относительных потерь в стали регуляторов в зависимости от угла β даны на рис. 8. При таких условиях средние потери в стали в пределах диапазона регулирования для схем со статорной и роторной намагничивающими обмотками в последовательном соединении меньше потерь схем 1 и 4 и схем сдвоенных регуляторов.

В графах 11 и 12 табл. 3 определены относительные числа витков обмоток ротора и статора, которые получают подстановкой наибольших углов сдвига в выражения относительных напряжений обмоток ротора (графа 5 табл. 3).

Намагничивающий ток регулятора обратно пропорцио-

нален квадрату суммы чисел витков намагничивающих смоток. Линейные намагничивающие токи регуляторов в начальном положении ($\beta=0$) ротора I_{00} в относительных единицах для регуляторов по схемам рис. 6 даны в графе 13 табл. 3.

Имея в виду определенную магнитную систему машины

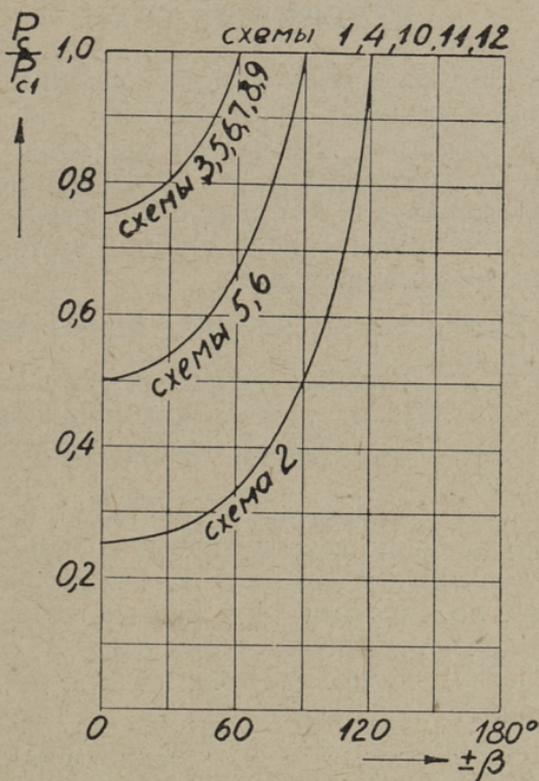


Рис. 8. Зависимость потерь в стали регуляторов от положения ротора.

и полагая коэффициенты заполнения паза медью не зависящими от количества обмоток, активные сопротивления обмоток пропорциональны квадрату суммарных чисел витков обмоток статора или ротора. В графах 14 и 15 табл. 3 активные сопротивления обмоток представлены в относительных единицах по отношению к сопротивлениям обмоток регулятора при схеме 1.

При определении относительных величин сдвоенных регуляторов в табл. 3 базисными величинами, кроме

граф 14 и 15, взяты потери в стали, числа витков и намагничивающий ток параллельного соединения двух регуляторов по схеме 1. Сопротивления обмоток в графах 14 и 15 даны для одной машины сдвоенного регулятора.

7. ПОТЕРИ В МЕДИ И ДОПУСТИМЫЕ ВТОРИЧНЫЕ ТОКИ

Мощность потерь в меди обмоток машины равна сумме произведений квадратов токов обмоток на активные сопротивления обмоток. Ниже при сравнении регуляторов потери в меди определяются по токам идеализированных машин, выражения для которых были выведены выше.

Квадраты токов намагничивающих обмоток определяем при помощи теоремы косинуса

$$|\dot{I}_0 + \dot{I}_н|^2 = |\dot{I}_0|^2 + |\dot{I}_н|^2 + 2|\dot{I}_0| \cdot |\dot{I}_н| \cos(\varphi_0 - \varphi_н). \quad (12)$$

Выражения для потерь в меди для всех 12 схем рис. 6 представлены в табл. 4, графа 2, как функции угла сдвига ротора и параметров нагрузки и активного сопротивления обмоток регулятора.

Для таких схем одинарных регуляторов, в которых вторичное напряжение по действующему значению не зависит от знака угла сдвига β (схемы 1, 2, 4, 5 и 6 рис. 6), потери в меди будут различными при разных по знаку, но равных по абсолютной величине углах сдвига β , если нагрузка активная ($\varphi_2 = 0$), так как токи в намагничивающих обмотках зависят от знака β (п. 4). В последней графе табл. 4 даны рекомендуемые с точки зрения потерь в меди режимы регулирования при активной нагрузке. Для схем 1 и 2, а также 4 и 6, которые отличаются друг от друга только направлением потока энергии, имеем, разумеется, обратные в отношении знака β рекомендуемые режимы. Если характер сдвига фаз вторичного напряжения относительно первичного не имеет значения в эксплуатации, следует выбрать знак β , т. е. сдвиг ротора по или против направления вращения поля из условия меньших токов намагничивающих обмоток (Л. 14). Небезынтересно отметить, что рекомендуемые режимы по условию потерь совпадают с рекомендуемыми режимами по отношению моментов только для схем 2 ($\beta > 0$) и 6 ($\beta < 0$).

В схемах сдвоенных регуляторов (схемы 10, 11 и 12 рис. 6) потери не зависят от знака β (так как с изменени-

ем направления сдвига физические процессы в обеих частях регуляторов взаимно переменяются местами.

Для определения допустимых токов в выражении потерь в меди в табл. 4 в графу 2 можно ввести модуль нагрузочного тока I_2 , используя соотношение

$$\frac{1}{z_2} = \frac{I_2}{U_2},$$

где U_2 определяется выражениями табл. 2, графа 2.

Задавая далее допустимые потери в меди регулятора на одну фазу $P_{м1}$, можно определить через соответствующее выражение потерь допустимый вторичный ток при любом положении ротора. Физически, для данной машины в определенных условиях охлаждения допустимые потери в меди являются заданными.

Для сравнения свойств регуляторов с различными схемами соединений обмоток в отношении допустимых нагрузок по току допустим, что регуляторы по всем рассматриваемым схемам выполняются на основе одной и той же физической машины (одинаковая магнитная система, одинаковое число пар полюсов, одинаковый вес меди обмоток), на одинаковое первичное напряжение и потери в стали (максимальные значения, если они зависят от угла β) также одинаковы. Допустим, ради большей наглядности, также, что активные сопротивления обмоток статора и ротора равны, если на статоре и роторе одинаковое число обмоток. Если для обыкновенного регулятора (схема 1, рис. 6) активное сопротивление обмотки $r_{c1} = r_{p1} = r$, то для других схем рис. 6 сопротивления обмоток определены уже на основе равенства максимальных потерь в стали в табл. 3, графы 14 и 15.

В графе 3 табл. 4 представлены зависимости допустимых токов в виде неявного квадратного уравнения относительного допустимого тока нагрузки

$$\alpha_1 = \frac{I_2}{I_{01}} = \frac{U_2}{z_2} \frac{1}{I_{01}}, \quad (13)$$

где базисным является намагничивающий ток при схеме 1

$$I_{01} = \frac{U_1}{x}. \quad (13-a)$$

Упомянутые зависимости $\alpha_1(\beta, \varphi_2, P_{м1}, I_{01}, r) = 0$ в графе 3 получены из выражений графы 2 табл. 4 исключением z_2 и x с помощью выражений (13) и (13-a), причем

N^0 C.X.	$\frac{P_M}{U_1^2} (\beta, \rho_2, z_2, x, r_p, r_c)$	$\alpha_1 (\beta, \rho_2, P_{M1}, I_{01}, r) = 0$
1	2	3
1	$\left[\frac{4}{z_2^2} \cos^2 \frac{\beta}{2} + \frac{4}{2z_2 x} \cos \frac{\beta}{2} \sin \left(\frac{\beta}{2} + \rho_2 \right) + \frac{1}{x^2} \right] r_p + \frac{4}{z_2^2} \cos^2 \frac{\beta}{2} r_c$	$\alpha_1^2 + \sin \left(\rho_2 + \frac{\beta}{2} \right) \alpha_1 + \frac{1}{2} - \frac{P_{M1}}{2I_{01}^2 r} = 0$
2	$\frac{1}{16 \cos^4 \frac{\beta}{2}} \left\{ \left(\frac{1}{z_2^2} + \frac{1}{x^2} \right) (r_p + r_c) + \frac{2}{z_2 x} \left[\sin \rho_2 r_c - \sin (\beta + \rho_2) r_p \right] \right\}$	$\alpha_1^2 + \frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}} \left[\sin \rho_2 - \sin (\beta + \rho_2) \right] \alpha_1 + \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{2P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{I_{01}^2 r} = 0$
3	$\frac{4 \cos^4 \frac{\beta}{2}}{4x^2} \left[\frac{3}{4x^2} + \frac{\sin^2 \left(\frac{\beta}{2} + 30^\circ \right)}{z_2^2} \right] (r_p + r_c) + \frac{\sqrt{3} \sin \left(\frac{\beta}{2} + 30^\circ \right)}{x z_2} \left[r_p \sin \left(\frac{\beta}{2} + \rho_2 \right) + r_c \cos \left(\frac{\beta}{2} - \rho_2 \right) \right]$	$\alpha_1^2 + \frac{\sqrt{3}}{2} (1 + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (\sin \rho_2 + \cos \rho_2) \alpha_1 + \frac{3}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{2P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{I_{01}^2 r} = 0$
4	$\cos^2 \frac{\beta}{2} \frac{r_p}{z_2^2} + \left(\frac{1}{8x^2} + \frac{\cos^4 \frac{\beta}{2}}{z_2^2} + \frac{\sin^2 \beta}{4z_2^2} + \frac{\cos^2 \frac{\beta}{2} \sin \rho_2}{2x z_2} - \frac{\sin \beta \cos \rho_2}{4x z_2} \right) r_c$	$\alpha_1^2 + \frac{4}{3} \sin \left(\rho_2 - \frac{\beta}{2} \right) \alpha_1 + \frac{4}{3} - \frac{4P_{M1}}{3r I_{01}^2} = 0$
5	$\frac{1}{\cos^2 \frac{\beta}{2}} \left\{ (r_c + r_p) \left[\frac{\operatorname{tg}^2 \frac{\beta}{2}}{z_2} \left(\frac{1}{z_2} + \frac{\sin \rho_2}{2x} \right) + \frac{1}{16x^2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} \right] - \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \cos \rho_2}{2x z_2} r_p \right\}$	$\alpha_1^2 \pm \frac{1}{2} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2) \alpha_1 + \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{I_{01}^2 r} = 0$ $\alpha_1^2 \pm \frac{1}{3} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2) \alpha_1 + \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{2P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{3I_{01}^2 r} = 0$
6	$\frac{1}{\cos^4 \frac{\beta}{2}} \left\{ \left(\frac{1}{z_2^2} + \frac{1}{16x^2} \right) (r_p + r_c) + \frac{1}{2x z_2} \left[\sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\frac{\beta}{2} - \rho_2 \right) r_c + \sin \rho_2 r_p \right] \right\}$	$\alpha_1^2 + \frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}} \left[2 \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\frac{\beta}{2} - \rho_2 \right) + \sin \rho_2 \right] \alpha_1 + \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{I_{01}^2 r} = 0$ $\alpha_1^2 + \frac{1}{3 \cos \frac{\beta}{2}} \left[2 \sin \frac{\beta}{2} \cos \left(\frac{\beta}{2} - \rho_2 \right) + \sin \rho_2 \right] \alpha_1 + \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{2P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{3I_{01}^2 r} = 0$
7	$\frac{r_p + r_c}{\cos^2 \frac{\beta}{2}} \left[\frac{1 - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}}{z_2} \left(1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \right) - \frac{\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2}{2x} + \frac{3}{16x^2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} \right]$	$\alpha_1^2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 \alpha_1 + \frac{3}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{P_{M1} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{I_{01}^2 r} = 0$
8	$(r_p + r_c) \left[\frac{3}{4z_2^2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 + \frac{3}{16z_2^2} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 + \frac{\sqrt{3} \sin \rho_2}{8x z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} (\sqrt{3} - \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) + \frac{1}{16x^2 \cos^4 \frac{\beta}{2}} \right]$	$\alpha_1^2 \frac{3 + 2 \cos^2 \frac{\beta}{2} (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{3 \sin \rho_2}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) \alpha_1 + \frac{9}{16 \cos^4 \frac{\beta}{2}} - \frac{P_{M1} 3}{I_{01}^2 4r} = 0$
9	$(r_p + r_c) \left[\frac{1}{4z_2^2} (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 + \frac{1}{16z_2^2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 + \frac{\sqrt{3} \sin \rho_2}{8x z_2 \cos^2 \frac{\beta}{2}} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (5 + \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) + \frac{3}{16x^2 \cos^4 \frac{\beta}{2}} \right]$	$\alpha_1^2 \frac{1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + \frac{\sqrt{3} \sin \rho_2}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) + \frac{3}{16 \cos^4 \frac{\beta}{2}} - \frac{P_{M1}}{I_{01}^2 4r} = 0$
10	$\frac{8 \cos^4 \frac{\beta}{2}}{z_2^2} r_c + \left(\frac{2 \cos^4 \frac{\beta}{2}}{z_2^2} + \frac{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}}{x z_2} \sin \rho_2 \cos \beta + \frac{2}{x^2} \right) r_p$	$\alpha_1^2 + \cos \beta \cdot \sin \rho_2 \alpha_1 + \frac{1}{2} - \frac{P_{M1}}{2I_{01}^2 r} = 0$
11	$(4r_c + r_p) \frac{\cos^2 \beta}{2z_2^2} + \frac{2 \cos^2 \beta \sin \rho_2}{2z_2 x} r_p + \frac{2r_p}{x^2}$	$\alpha_1^2 \pm \cos \beta \cdot \sin \rho_2 \alpha_1 + \frac{1}{2} - \frac{P_{M1}}{2I_{01}^2 r} = 0$
12	$\frac{1 + \cos^2 \beta}{2z_2^2} (r_p + 4r_c) + \frac{2}{x^2} r_p + \frac{2 \cos \beta}{2z_2 x} (\cos \rho_2 + \sin \rho_2 \cos \beta) r_p$	$\alpha_1^2 + \frac{\cos \beta \alpha_1}{\sqrt{1 + \cos^2 \beta}} (\cos \rho_2 + \sin \rho_2 \cos \beta) + \frac{1}{2} - \frac{P_{M1}}{2I_{01}^2 r} = 0$

$\alpha, (\beta, \rho_2)$	$\alpha, (\beta)_{\rho_2=0}, \alpha, (\beta)_{\rho_2=90^\circ}$	Реко- менд. ре- жим
4	5	6
$-\frac{1}{2} \sin(\rho_2 + \frac{\beta}{2}) + \sqrt{\frac{1}{4} \sin^2(\rho_2 + \frac{\beta}{2}) + 9}$	$-\frac{\sin \frac{\beta}{2}}{2} + \sqrt{\frac{\sin^2 \frac{\beta}{2}}{4} + 9}, -\frac{\cos \frac{\beta}{2}}{2} + \sqrt{\frac{\cos^2 \frac{\beta}{2}}{4} + 9} \approx \frac{-U_2}{4U_1} + 3$	$\beta < 0$
$-\frac{\sin \rho_2 - \sin(\beta + \rho_2)}{4 \cos \frac{\beta}{2}} + \sqrt{\frac{[\sin \rho_2 - \sin(\beta + \rho_2)]^2}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 38 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{2} \sin \frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} \sin^2 \frac{\beta}{2} - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 38 \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} \operatorname{tg}^2 \frac{\beta}{2} \sin^2 \frac{\beta}{2} - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 38 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\beta > 0$
$-\frac{\sqrt{3}}{4} (1 + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) (\sin \rho_2 + \cos \rho_2) + \sqrt{\frac{3}{16} (1 + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2 (\sin \rho_2 + \cos \rho_2)^2 - \frac{3}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 38 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{4} (1 + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2}) + \sqrt{\frac{3}{8} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 38 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	
$-\frac{2}{3} \sin(\rho_2 - \frac{\beta}{2}) + \sqrt{\frac{4}{9} \sin^2(\rho_2 - \frac{\beta}{2}) + 24}$	$\frac{2}{3} \sin \frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{4}{9} \sin^2 \frac{\beta}{2} + 24}, -\frac{2}{3} \cos \frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{4}{9} \cos^2 \frac{\beta}{2} + 24} \approx -\frac{2U_2}{3U_1} + 4,9$	$\beta > 0$
$\mp \frac{1}{4} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2) + \sqrt{\frac{1}{16} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2)^2 - \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\pm \frac{1}{4} + \sqrt{\frac{1}{16} + \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}, " + " \beta > 0$ $\mp \frac{3}{4} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} + \sqrt{-\frac{9}{16} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}} " - " \beta < 0$	$\beta > 0$
$\mp \frac{1}{6} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2) + \sqrt{\frac{1}{36} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 - \cos \rho_2)^2 - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\pm \frac{1}{6} + \sqrt{\frac{1}{36} - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}}, " + " \beta > 0$ $\mp \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} + \sqrt{-\frac{1}{4} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}} " - " \beta < 0$	$\beta > 0$
$-\frac{1}{4 \cos \frac{\beta}{2}} [2 \sin \frac{\beta}{2} \cos(\frac{\beta}{2} - \rho_2) + \sin \rho_2] + \sqrt{\frac{1}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} [2 \sin \frac{\beta}{2} \cos(\frac{\beta}{2} - \rho_2) + \sin \rho_2]^2 - \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$-\frac{1}{2} \sin \frac{\beta}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} \sin^2 \frac{\beta}{2} - \frac{9}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \frac{1}{4} (3 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} + \cos \frac{\beta}{2}) + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{4} \sin^2 \frac{\beta}{2} + 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\beta < 0$
$-\frac{1}{6 \cos \frac{\beta}{2}} [2 \sin \frac{\beta}{2} \cos(\frac{\beta}{2} - \rho_2) + \sin \rho_2]^2 + \sqrt{\frac{1}{36 \cos^2 \frac{\beta}{2}} [2 \sin \frac{\beta}{2} \cos(\frac{\beta}{2} - \rho_2) + \sin \rho_2]^2 - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$-\frac{\sin \frac{\beta}{2}}{3} + \sqrt{\frac{1}{9} \sin^2 \frac{\beta}{2} - \frac{1}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}}, \frac{1}{6} (3 \sin \frac{\beta}{2} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} + \cos \frac{\beta}{2}) + \sqrt{\frac{1}{9} - \frac{1}{9} \sin^2 \frac{\beta}{2} + 12,67 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\beta < 0$
$\frac{\sqrt{3}}{4} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} \sin \rho_2 + \sqrt{\frac{3}{16} \operatorname{tg}^2 \frac{\beta}{2} \sin^2 \rho_2 - \frac{3}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}} + 4,75}$	$+\sqrt{4,75 - \frac{3}{16 \cos^2 \frac{\beta}{2}}}, +\frac{\sqrt{3}}{4} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} + 2,14$	
$\frac{2}{3} \sin \rho_2 (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1) + \sqrt{\frac{9}{4} \sin^2 \rho_2 (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1)^2 - \frac{9}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - 57 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}} \sqrt{\frac{228 \cos^4 \frac{\beta}{2} - 9}{3 + 2 \cos^2 \frac{\beta}{2} (1 - \sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}}, \frac{2}{3} (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1) + \sqrt{\frac{9}{4} (\sqrt{3} \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} - 1)^2 - \frac{9}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - 57 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	
$-\frac{\sqrt{3} \sin \rho_2 (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}{2[1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})]} + \sqrt{\frac{3 \sin^2 \rho_2 (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2}{4[1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})]^2} - \frac{3}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\beta}{2}} \sqrt{\frac{76 \cos^4 \frac{\beta}{2} - 3}{1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}}, \frac{-\sqrt{3}(\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})}{2[1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})]} + \sqrt{\frac{3(\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})^2}{4[1 + 2\sqrt{3} \cos^2 \frac{\beta}{2} (\sqrt{3} + \operatorname{tg} \frac{\beta}{2})]^2} - \frac{3}{4 \cos^2 \frac{\beta}{2}} - 19 \cos^2 \frac{\beta}{2}}$	
$-\frac{1}{2} \cos \beta \sin \rho_2 + \sqrt{\frac{1}{4} \cos^2 \beta \sin^2 \rho_2 + 9}$	$3, -\frac{1}{2} \cos \beta + \sqrt{\frac{1}{4} \cos^2 \beta + 9}$	
$\mp \frac{1}{2} \cos \beta \sin \rho_2 + \sqrt{\frac{1}{4} \cos^2 \beta \sin^2 \rho_2 + 9}$	$3, \mp \frac{1}{2} \cos \beta + \sqrt{\frac{1}{4} \cos^2 \beta + 9}$	" - " $\beta < 90^\circ$ " + " $\beta > 90^\circ$
$-\frac{\cos \beta}{2\sqrt{1 + \cos^2 \beta}} (\cos \rho_2 + \sin \rho_2 \cos \beta) + \sqrt{\frac{\cos^2 \beta}{4(1 + \cos^2 \beta)} (\cos \rho_2 + \sin \rho_2 \cos \beta)^2 + 9}$	$-\frac{\cos \beta}{2\sqrt{1 + \cos^2 \beta}} + \sqrt{\frac{\cos^2 \beta}{4(1 + \cos^2 \beta)} + 9}, -\frac{\cos^2 \beta}{2\sqrt{1 + \cos^2 \beta}} + \sqrt{\frac{\cos^4 \beta}{4(1 + \cos^2 \beta)} + 9}$	

вместо r_p и γ введены сопротивления γ обмоток регулятора схемы 1 согласно табл. 3 графы 14 и 15.

Особенное внимание следует обратить на поведение преобразованных функций потерь при $U_2=0$, так как U_2 попадает в знаменатели членов выражений графы 2. В

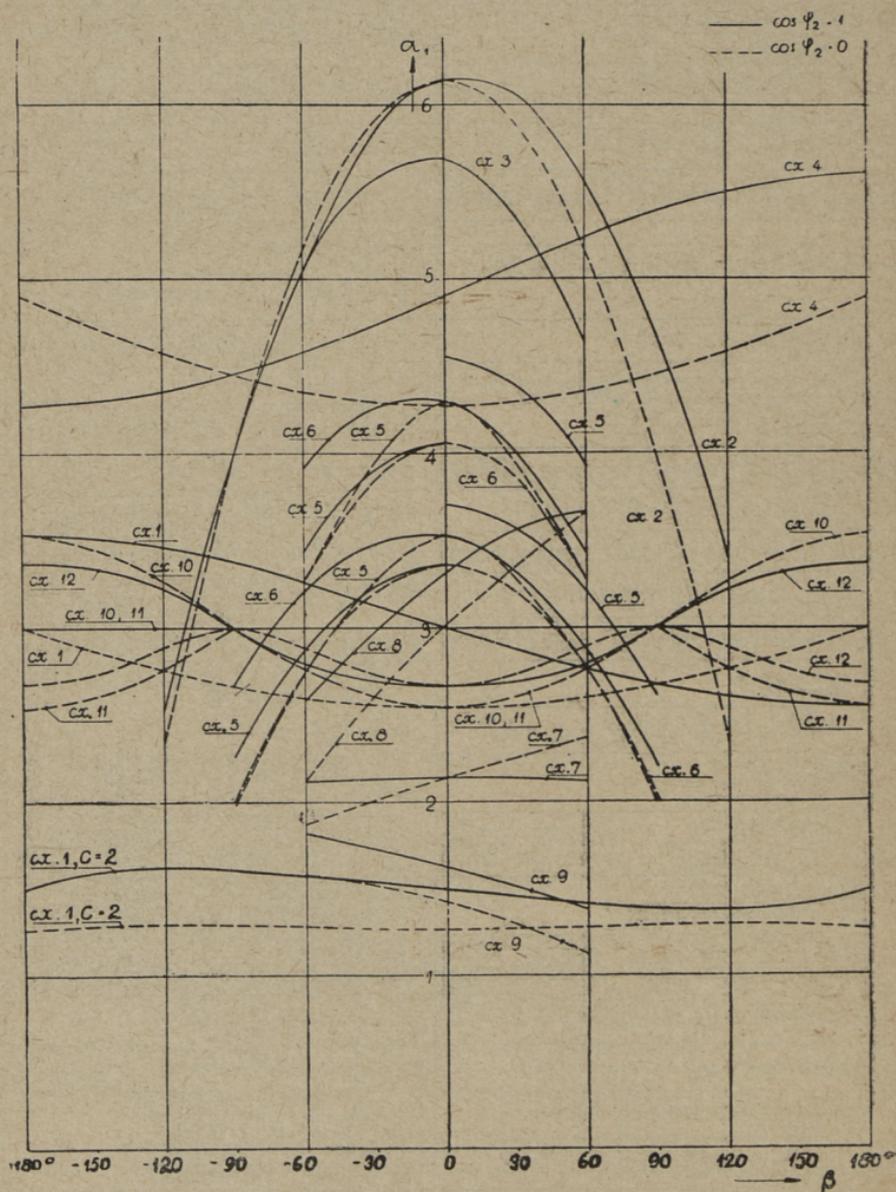


Рис. 9. Зависимость относительных допустимых токов регуляторов от положения ротора.

этой точке функция потерь при постоянном по модулю I_2 или α_1 разрывна. Точка разрыва для одинарных регуляторов по схемам 1, 2, 4 и 6 имеет место при $\beta = \pm 180^\circ$ и для схем 3, 5, 7, 8 и 9 соответственно при $\beta = -60^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ и $\sim 142^\circ$. Указанные в п. 6 зоны регулирования включают точки разрыва $\beta = \pm 180^\circ$ для схемы 1 и $\beta = 0^\circ$ для схемы 5. При использовании выражения потерь для схемы 1 следует брать всегда $|\beta| < 180^\circ$, а в выражениях для схемы 5 приписаны два знака: верхний для $\beta > 0$ и нижний для $\beta < 0$.

Аналогично сказанному в выражениях для сдвоенного регулятора по схеме 11 имеем два знака: верхний для $|\beta| < 90^\circ$ и нижний для $|\beta| > 90^\circ$ так как точки разрыва имеют место при $|\beta| = 90^\circ$.

Свободный член квадратных уравнений в табл. 4, графа 3, содержит отношение допустимых потерь в меди к потерям в меди регулятора схемы 1 при холостом ходе $\frac{P_{m1}}{I_{01}^2 r}$. Ток холостого хода регулятора схемы 1 находится в пределах от 15 до 50% от номинального тока первичной обмотки (Л. 5). Допуская, что намагничивающий ток равняется 33,3% от вторичного тока при $\varphi_2 = \beta = 0$, имеем $\frac{P_{m1}}{I_{01}^2 r} = 19$. Учитывая это, в графе 4 выписаны относительные токи $\alpha_1(\beta, \varphi_2)$ в виде корней квадратного уравнения. Физический смысл имеет только положительный корень. В графе 5 имеем относительные токи α_1 как функции β при двух условиях: $\varphi_2 = 0$ и $\varphi_2 = 90^\circ$. На рис. 9 выражения графы 5 табл. 4 представлены графически.

8. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ РЕГУЛЯТОРОВ

Эксперименты проводились на заводе Ленэнерго на базе двигателя ХЭМЗ типа Т 1500—20,5, который для использования в качестве четырехобмоточного индукционного регулятора был перемотан с коэффициентом трансформации $S = 1,00$. Испытания проводились в режимах, когда магнитная система была практически ненасыщена.

Выражения вторичного напряжения, полученные для идеального регулятора, проверялись на режиме холосто-

го хода. Результаты расчета и эксперимента для схем 1, 2 и 5 рис. 6 и для четырехобмоточной схемы 8 при $p=2$, $p_1=0$ на рис. 5, сопоставлены на рис. 10.

Результаты опытов при несимметричных напряжениях

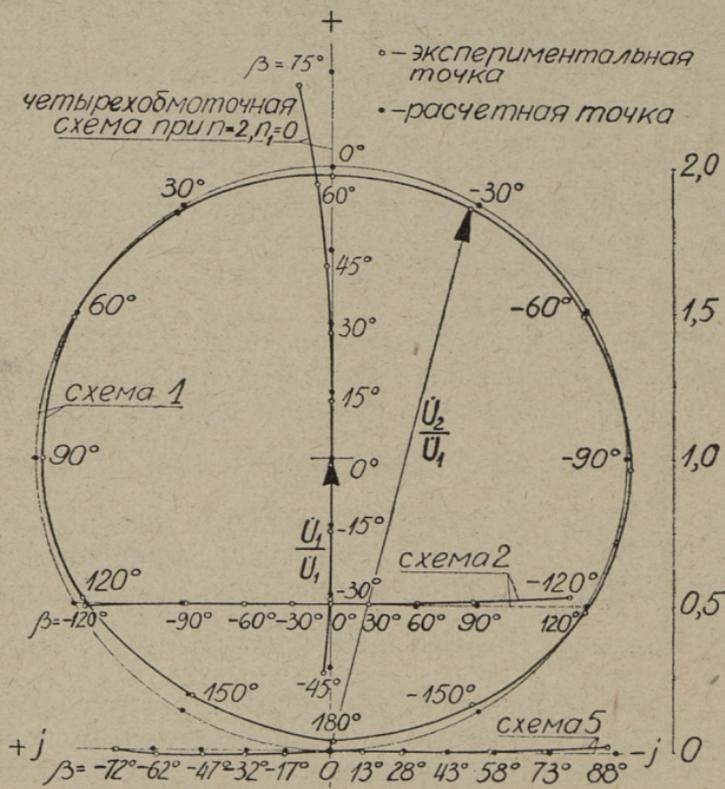


Рис. 10. Теоретические и экспериментальные значения вторичного напряжения регуляторов при холостом ходе.

в холостом ходе представлены топографическими диаграммами первичных и вторичных линейных напряжений. На рис. 11-а имеем топографическую диаграмму для схемы 2 при однофазном питании с зажимов ВС и прямые и обратные составляющие фазных напряжений. Из рисунка видно, что прямые и обратные составляющие первичного и вторичного напряжений сдвинуты в разные стороны на практически равные углы. На рис. 11-б имеем топографическую диаграмму несимметричных напряжений, а также прямые и обратные составляющие линейных напряжений для схемы 5. Составляющие вторичных напряжений сдвинуты на 90° в разные стороны от первоначальных. Из

рис. 11 видно, что схемы 2 и 5 имеют вторичные напряжения, непропорциональные первичным. Топографическими диаграммами несимметричных напряжений для схем 3 и 7 на рис. 12 подтверждается пропорциональность систем

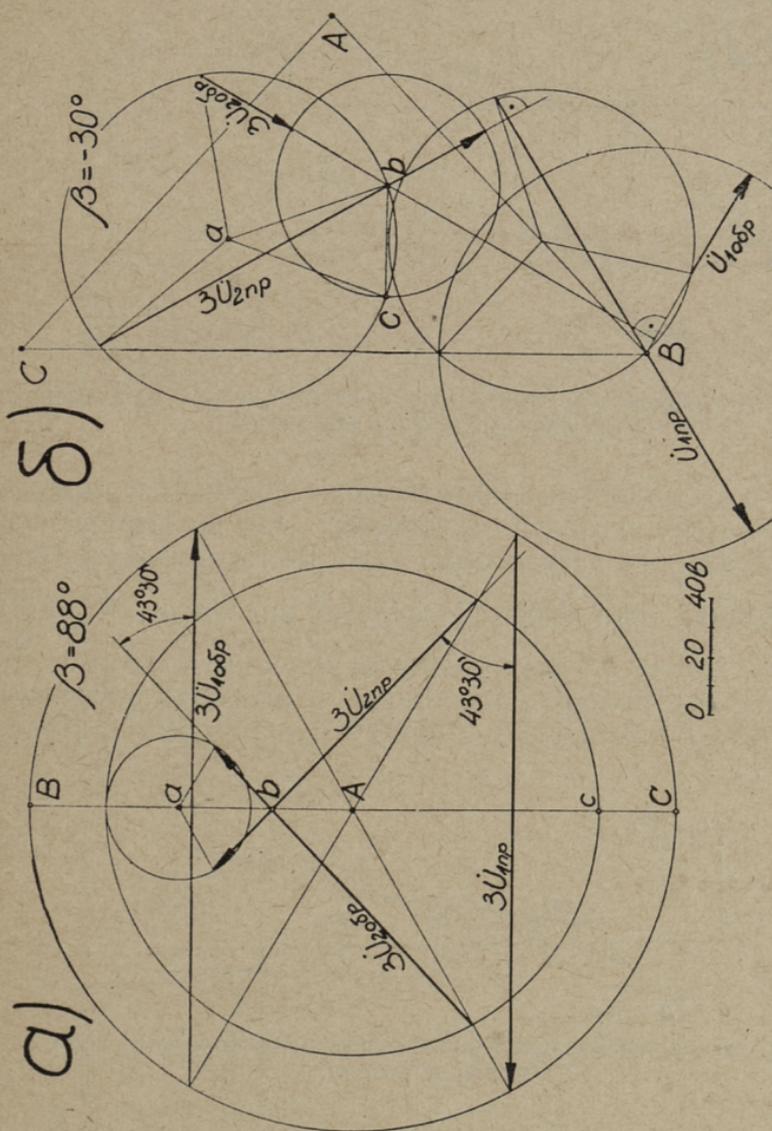


Рис. 11. Топографические диаграммы несимметричных напряжений и симметричные составляющие прямой и обратной последовательно-стей; а — для схемы 2 и б — для схемы 5,

первичных и вторичных несимметричных напряжений в этих случаях.

Ток холостого хода реального регулятора содержит кро-

ме намагничивающей составляющей также составляющую потерь. В четырехобмоточной схеме с роторной и статорной намагничивающими обмотками измеренный ток холостого хода $I_0 = f(\beta)$ представлен на рис. 13. Аргумент

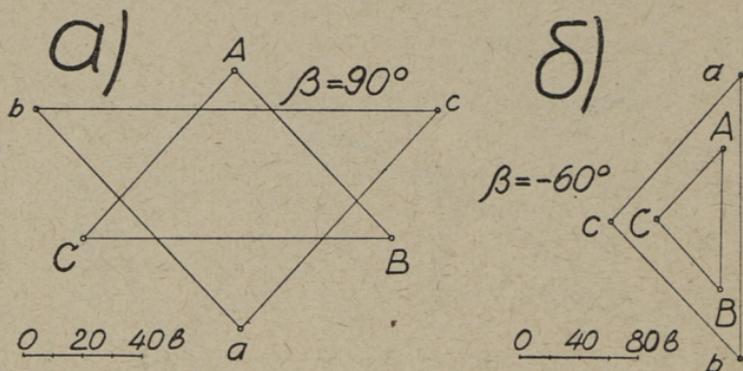


Рис. 12. Топографические диаграммы несимметричных напряжений: а — для схемы 3 и б — для схемы 7.

вектора тока является практически постоянным, а модуль увеличивается несколько медленнее, чем по выражению I_0 для идеального регулятора. Для реального регулятора в выражениях тока вместо jx следует подставить $Z_x = \frac{U_1}{I_0}$, где I_0 ток холостого хода реальной машины в схеме 1. В табл. 5 сопоставлены расчетные и экспериментальные значения токов схем 1, 3 и 7 при $z_2 = r_2 = 14,5$ ом. При рас-

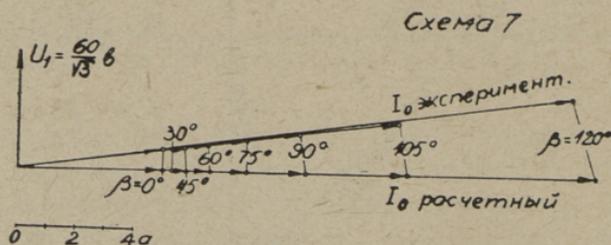


Рис. 13. Экспериментальная зависимость тока холостого хода от положения ротора.

чете были использованы экспериментальные значения токов холостого хода и выражения для нагрузочных составляющих токов согласно табл. 2. Имея данные холостого хода машины можно определить с помощью простых выражений токи с точностью по модулю около 5%.

Таблица 5

№ схемы	β	\dot{U}_1 в	i_0 а	Метод опреде- ления тока	I_2 а	I_{p1} а	I_{c1} а	i_1 а
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	120	145	6,9 / —84°	эксп.	9,53	15,9	9,53	13,0 / —35°30'
	120	145	"	расч.	9,93 / —120°	16,5 / —69°50'	9,93 / —120°	12,67 / —32°48'
	—120	145	"	эксп.	9,75	5,9	9,75	12,9 / 35°
	—120	145	"	расч.	9,93 / —120°	5,94 / 17°3'	9,93 / 120°	12,67 / —32°48'
3	0	115,4	4,02 / —83°	эксп.	3,75	0,5	4,2	4,67 / —60°50'
	0	115,4	"	расч.	3,96 / 0	0,43 / —19°	4,28 / —56°10'	4,68 / —58°15'
	60	115,4	5,35 / —83°30'	эксп.	7,57	2,57	7,16	9,55 / —33°20'
	60	115,4	"	расч.	7,91 / 0	2,79 / 48°40'	7,49 / —39°26'	10,05 / —31°54'
7	0	57,7	8,03 / —83°	эксп.	3,86	4,68	4,68	9,44 / —58°50'
	0	57,7	"	расч.	3,96 / 180°	4,64 / —53°	4,64 / —53°	9,36 / —58°10'
	—60	57,7	11,0 / —83°25'	эксп.	7,69	7,79	7,79	20,06 / —33°50'
	—60	57,7	"	расч.	7,92 / 180°	8,25 / —20°	8,25 / —20°	20,2 / —32°52'

9. СРАВНЕНИЕ ИНДУКЦИОННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК

При выборе типа индукционного регулятора в смысле соединений обмоток исходными моментами являются диапазон регулирования напряжения и требования к фазово-

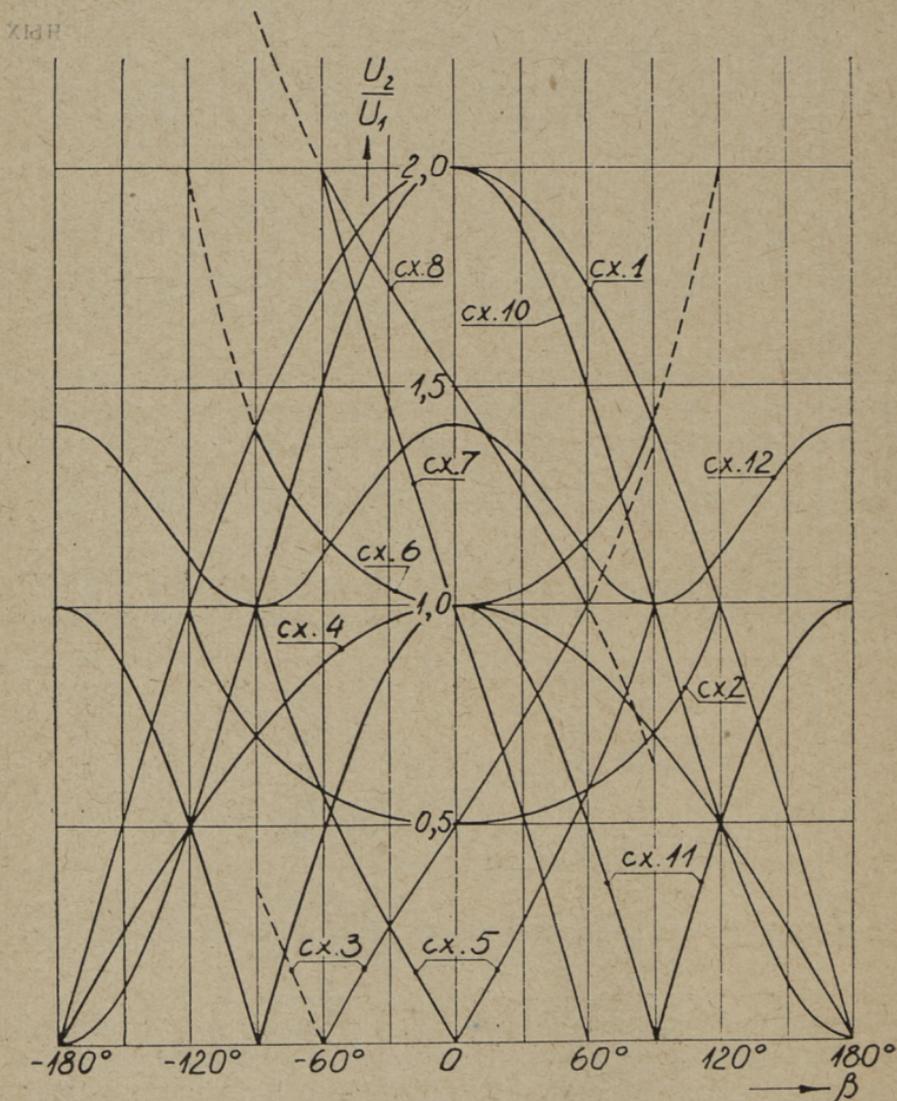


Рис. 14. Зависимость отношения действующих значений напряжений от положения ротора.

му сдвигу между первичными и вторичными напряжениями. На рис. 14 дана зависимость вторичного напряжения от β для схем, при которых $U_2 \leq 2U_1$. По представленным кривым можно также оценить эффективность регулирования. Наибольшие изменения напряжения на единицу β имеем для схемы 7 при $\beta = \pm 60^\circ$. Четырехобмоточные схемы 7, 8 и 9 и схемы 3 и 5 имеют характеристики $U_2 = f(\beta)$, мало отличающиеся от прямой линии. Это дает возможность регулировать напряжение почти с постоянной скоростью по всему диапазону. Для других схем одинарных и сдвоенных регуляторов при $\beta = 0$ эффективность регулирования мала и при регулировании по всему диапазону одинаковая скорость не может быть достигнута.

Если фазовые соотношения напряжений не продиктованы условиями регулирования, следует из разных схем, удовлетворяющих условиям по диапазону регулирования, выбрать схему с большим относительным допустимым током и с меньшими потерями в стали по диапазону регулирования.

Выведенные для идеализированных машин соотношения могут быть применены при сравнении различных схем. Наиболее тяжелый режим, который определяется выражениями для идеализированных машин, следует проверять более точными выражениями, которые в настоящей статье не приведены.

На рис. 15 в функции относительного вторичного напряжения приводятся зависимости относительных потерь в стали, по которым можно судить о средних потерях по диапазону регулирования.

На рис. 16 для схем 2, 3, 4, 10, 11 и для схемы 1 при $C=1$ и $C=0,5$ приводятся зависимости относительных допустимых токов a' от относительных вторичных напряжений. При этом за единицу тока по оси ординат принята допустимая величина тока для схемы 1 при $\beta=0$ и $\varphi_2=0$, следовательно $a' = 3a_1$. Из кривых рис. 16 видно, что в случае, когда центр диапазона регулирования совпадает по величине с первичными напряжениями ($U_{2\min} = U_1 - \Delta U$, $U_{2\max} = U_1 + \Delta U$), то наилучшей в отношении допустимого тока является схема 1 с $\beta < 0$. Даже при диапазоне регулирования от $0,5 U_1$ до $0,75 U_1$ схема 2 или при диапазоне от $2 U_1$ до $3 U_1$ схема 9 в указанном отношении (рис. 9) не превосходят схемы 1 при $C=0,5$ с диапазоном регулирования $U_1 \pm 0,5 U_1$ или соответственно при $C=2$ с

диапазоном регулирования $U_2 \pm 2 U_1$. Лишь фазовые соотношения, механические моменты, несимметричные режимы или другие соображения могут при указанных условиях выдвинуть на первое место другие схемы.

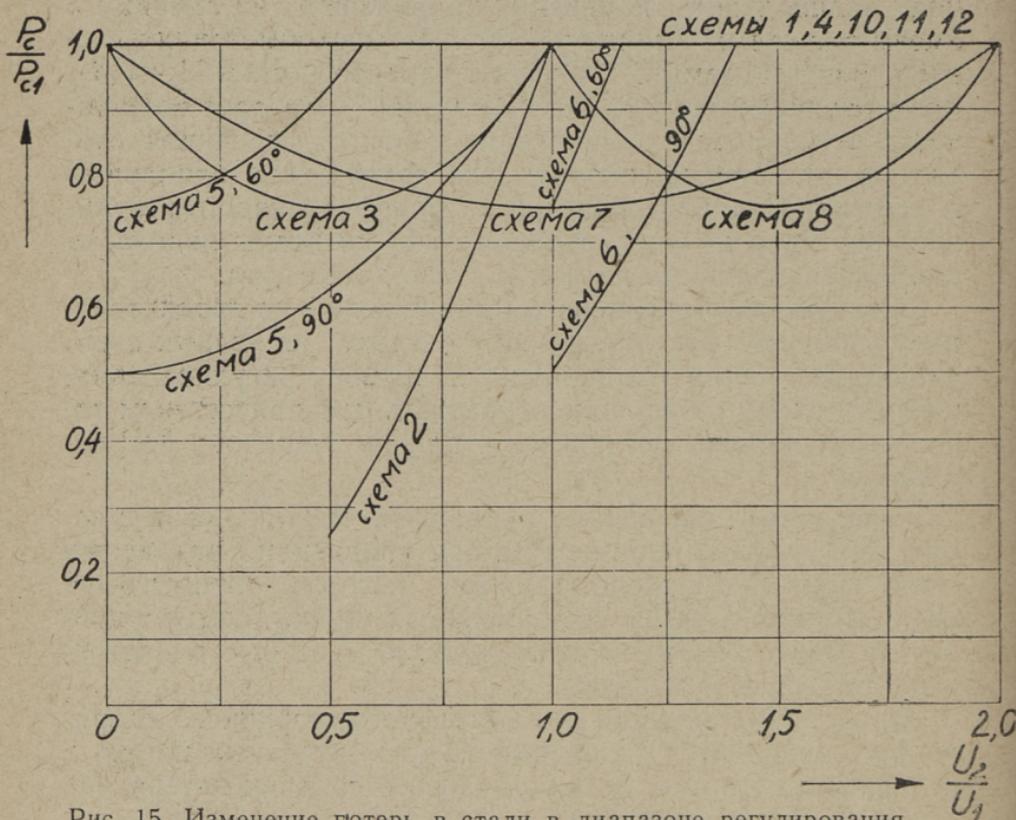


Рис. 15. Изменение потерь в стали в диапазоне регулирования.

При регулировании U_2 от 0 до U_1 , если нагрузка активная, $\varphi_2=0$, у схемы 3 (общий треугольник) допустимый ток нагрузки в диапазоне регулирования от 33 до 62% и у схемы 4 (две статорные намагничивающие обмотки) при $\beta > 0$ от 41 до 58% больше допустимого тока схемы 1. Если нагрузка индуктивная, $\varphi_2=90^\circ$, то допустимый ток в диапазоне регулирования для схемы 3 от 67 до 97% и для схемы 4 от 54 до 63% больше допустимого тока схемы 1. Предпочитать следует схему 3, так как при индуктивной нагрузке допустимый ток в диапазоне регулирования от 7 до 24% больше схемы 4 (рис. 16). Кроме того схема 3 имеет еще то преимущество, что при этой схеме потери в стали по диапазону регулирования меньше, вторичное

напряжение по фазе неизменное и система несимметричных напряжений трансформируется пропорционально. Следует также подчеркнуть большую простоту изготовления и лучшее использование материалов при двухобмоточной машине в сравнении с трехобмоточной (схема 4).

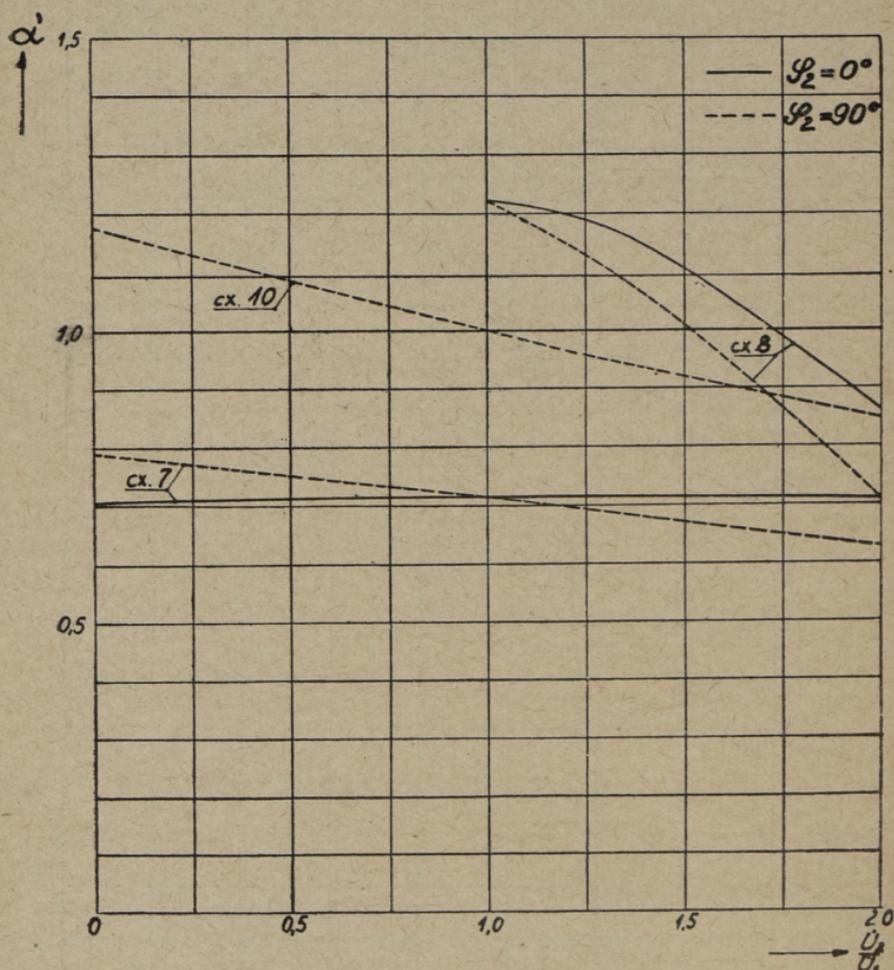


Рис. 17. Сравнение допустимых относительных токов регуляторов, у которых вторичное напряжение совпадает по фазе с первичным.

Если требуется, чтобы вторичное напряжение совпало с первичным по фазе, то могут быть применены четырехобмоточные или сдвоенные регуляторы. Четырехобмоточные схемы 7 и 8 следует сравнивать со сдвоенной схемой 10 (два обыкновенных регулятора при $C=0,5$). Схема 7 имеет при $\varphi_2=0$ допустимый вторичный ток 71% , а схема 8

при $U_2 = 2U_1$, 86% от допустимого тока схемы 10 (рис. 17). Для регулирования в пределах от U_1 до $2U_1$ следует предпочесть схему 8. При диапазоне регулирования от $2U_1$

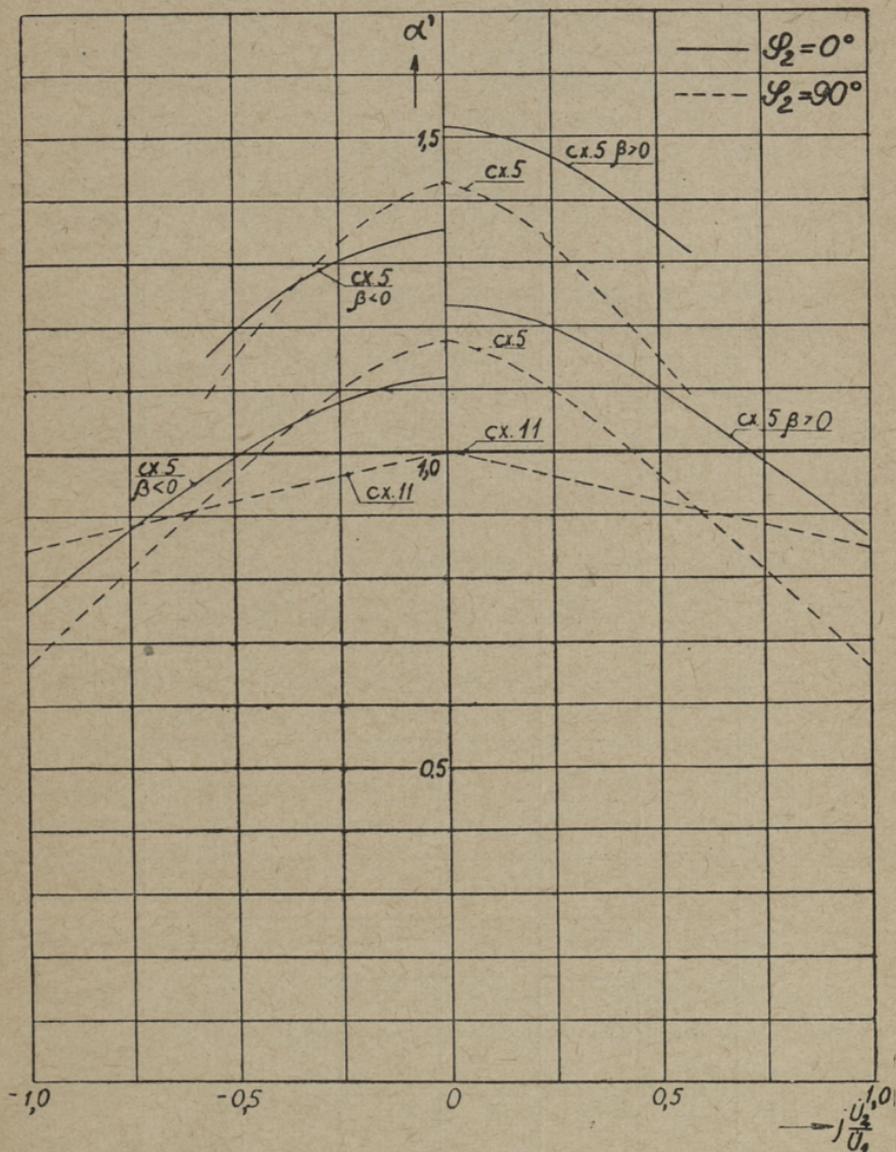


Рис. 18. Сравнение допустимых относительных токов регуляторов, у которых вторичное и первичное напряжения находятся в квадратуре.

до $3U_1$ схема 9 не уступает по допустимому току схеме 10, т. е. двум регуляторам при $C=1,0$, так как допустимый ток последней в этом случае два раза меньше, чем пока-

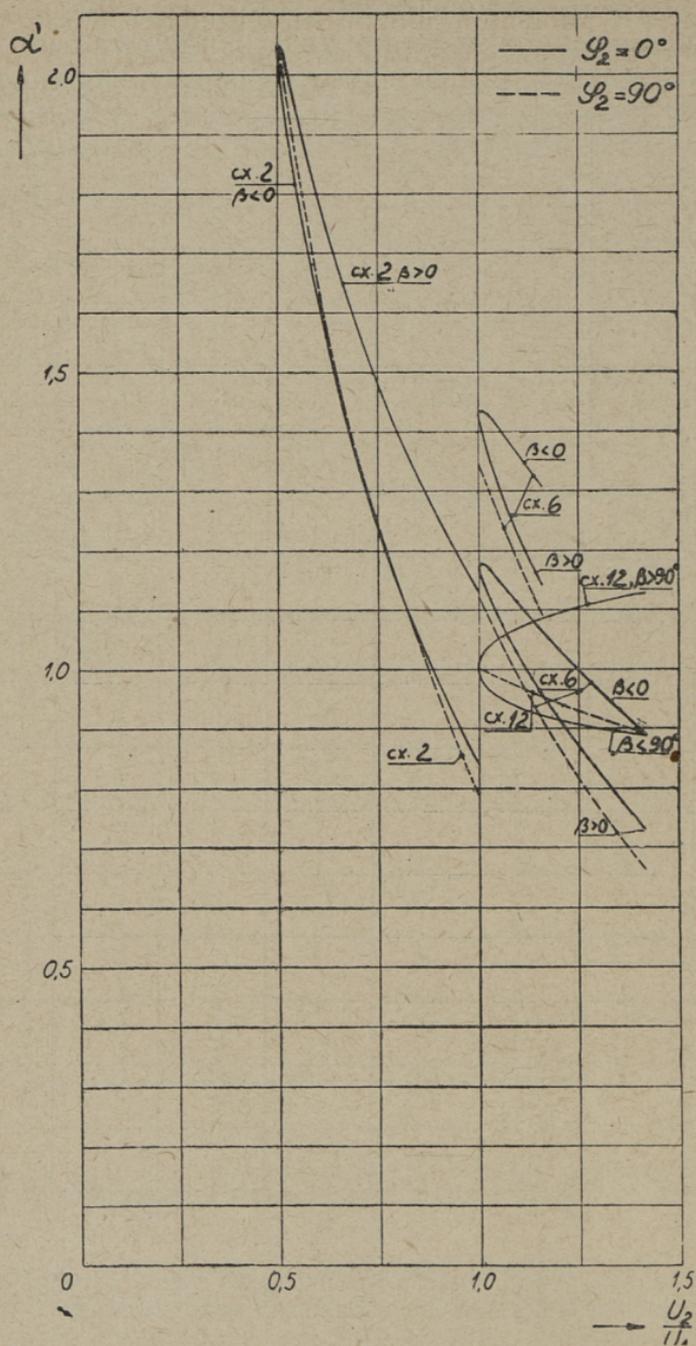


Рис. 19. Сравнение допустимых относительных токов регуляторов, у которых регулируемая составляющая вторичного напряжения находится в квадратуре по отношению к первичному напряжению.

зан на рис. 9. Меньший допустимый ток схем 7 и 8 отчасти компенсируется меньшими по диапазону регулирования потерями в стали (рис. 15) по сравнению со схемой 10, а для схемы 9 это является преимуществом. При изготовлении регулятора перемоткой асинхронного двигателя рекомендовать следует схему одинарного регулятора, так как при этом механическая конструкция проще.

Допустимые токи регуляторов, дающих возможность регулирования вторичного напряжения через 0 в обе стороны при постоянстве его фазы относительно первичного, представлены на рис. 18. Схема 5 для регулирования от $-j\dot{U}_1$ до $+j\dot{U}_1$ имеет на краях диапазона допустимый ток до 25% меньше двояной трансформаторной схемы 11. Средние по диапазону регулирования потери в стали при этом меньше (рис. 15) и допустимые токи немного больше, чем у двояной схемы. Схема 5 с пределами регулирования от $-j\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{U}_1$ до $+j\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{U}_1$ по допустимым токам значительно уступает двояной схеме 11 с соответствующим диапазоном регулирования, так как у последней допустимый ток при этом диапазоне $\sqrt{3}$ раза больше показанного на рисунке для диапазона $\pm j\dot{U}_1$.

Сравнение в отношении допустимых токов регуляторов, у которых регулируемая составляющая вторичного напряжения сдвинута по фазе на 90° в отношении первичного, производится на рис. 19. Схема 6 для регулирования \dot{U}_2 в пределах $\dot{U}_1(1\pm j)$ имеет допустимый ток на краях диапазона до 25% меньше, чем у схемы 12, но потери в стали в среднем по диапазону также меньше. Схема 6 для регулирования \dot{U}_2 в пределах $\dot{U}_1(1\pm j\frac{1}{\sqrt{3}})$ уступает схеме 12, так как последняя при этом диапазоне регулирования имеет допустимый ток примерно в $\sqrt{3}$ раза больше показанного на рисунке для диапазона $\dot{U}_1(1\pm j)$. Допустимые токи схемы 2 показаны при диапазоне регулирования $\frac{1}{2}\dot{U}_1(1\pm j\sqrt{3})$.

*

В заключение автор выражает сердечную признательность академику М. П. Костенко и доценту А. И. Вольдеку за ряд весьма ценных указаний и замечаний, принесших большую помощь в работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. П. Костенко, Электрические машины. Специальная часть, ГЭИ, 1949.
2. Г. Н. Петров и др., Электрические машины, часть 1, ГЭИ, 1940.
3. П. Л. Калантаров и Л. Р. Нейман, Теоретические основы электротехники, ГЭИ, 1951.
4. Г. Ф. Шайт, Индукционные регуляторы трехфазного тока, ОНТИ, 1933.
5. СЭТ, Справочная книга для электротехников, том VI, отд. 37, Г, Индукционные регуляторы, КУБУЧ, 1934.
6. Д. В. Васильев, Трехфазный индукционный регулятор, ЛЭМИ, № 1, 1934, стр. 58.
7. А. И. Вольдек и А. Ф. Кроон, Трехфазный индукционный регулятор с соединением обмоток в треугольник, Труды Таллинского политехн. института, № 41, 1952.
8. А. И. Вольдек, Коллекторный двигатель с индукционным регулятором специального типа, Труды ЛПИ, № 3, 1953, стр. 207.
9. R. Richter, Elektrische Maschinen, Nr. 5, Stromwendermaschinen für ein- und mehrphasigen Wechselstrom, Springer-Verlag, Berlin, 1950.
10. B. Schwarz, The stator-fed a. c. commutator machine with induction regulator control. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1949, Oct., vol. 96, Pt. II, Nr. 53, p. 755.
11. V. Klima, Vicesfazovy inducni regulator, Elektrotechniky obzor, 1949, Nr. 10, s. 233, Praha.
12. V. Klima, Jednoduchý indukční regulátor se serviovým spojením statoru a rotoru, Elektrotechniky obzor, 1952, Nr. 4, s. 158, Praha.
13. Patentschrift 738103, H. Trassl, Dreiphasiger Einfachdrehtransformator für Sekundärspannung gleichbleibender Phasenlage, Berlin, 1943.
14. W. Nürnberg, Die Prüfungen elektrischer Maschinen, Berlin, Springer-Verlag, 1943.
15. K. P. Kovacs, Der dreiphasen Induktionregler als Compound-Transformator, Association Suisse des Electriciens, Bulletin, Zurich, 1946, v. 37, Nr. 15, p. 427.

ENSV Teaduste Akadeemia
Keskraamatukogu

ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
4	6-я снизу	тока	типа
27	9-я снизу	на заводе Лен- энерго	в Ленинградском Поли- техническом Институ- те им. М. И. Калинина

1.60

EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00086402 9