

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА  
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА  
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.313.3:621.3.072.6

## Регулирование напряжения автономных установок при переменной частоте

Доктор техн. наук, проф.

И. А. СЫРОМЯТНИКОВ

Работа синхронных и асинхронных машин с переменной частотой применяется в автономных установках при частотном регулировании скорости вращения электродвигателей, частотном пуске и др. В связи с этим необходимо знать, как целесообразнее изменять напряжение и ток возбуждения в зависимости от нагрузки при изменении частоты, для чего надо определить изменение активного и реактивного токов статора асинхронных двигателей в зависимости от нагрузки, частоты и напряжения и синхронной машины в генераторном и двигательном режимах.

В настоящей статье рассматриваются режимы работы асинхронных и синхронных машин и их совместная работа при изменении частоты, напряжения и нагрузки на валу.

Основные зависимости соответствуют принятым в [Л. 5]; обозначения приведены в приложении.

**Основные параметры и характеристики асинхронных двигателей при изменении частоты и напряжения. Полезная мощность**

$$\frac{P}{P_n} = \frac{m_c k_f (1 - s)}{1 - s_n}. \quad (1)$$

Кратность максимального момента

$$\frac{b}{b_n} = \frac{k_u^2}{m_c k_f^2}. \quad (2)$$

Критическое скольжение

$$\frac{s_{uf}}{s_k} = \frac{1}{k_f}. \quad (3)$$

Реактивная мощность может быть представлена двумя составляющими: реактивной мощностью намагничивания

$$\frac{Q_0}{Q_{0n}} = \frac{k_u^2}{k_f^2} \quad (4)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

и реактивной мощностью рассеяния

$$\frac{Q_p}{Q_{p,n}} = m_c k_f \frac{b_n + \sqrt{b_n^2 - 1}}{\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} + \sqrt{\left(\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2}\right)^2 - 1}}. \quad (5)$$

При

$$b_n \geq 1,6 \text{ и } \frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} \geq 1,6$$

отношение

$$\frac{b_n + \sqrt{b_n^2 - 1}}{\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} + \sqrt{\left(\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2}\right)^2 - 1}} \approx \frac{m_c k_f^2}{k_u^2} \quad (6)$$

и, следовательно,

$$\frac{Q_p}{Q_{p,n}} \approx \frac{m_c^2 k_f^3}{k_u^3}, \quad (7)$$

тогда

$$\frac{Q}{Q_n} = \frac{Q_{0n} k_u^2}{Q_n k_f} + \frac{Q_{p,p,n} m_c^2 k_f^3}{Q_n k_u^2} \quad (8)$$

и соответственно реактивная составляющая тока статора

$$\frac{I_p}{I_n} = \left( \frac{I_{0n} k_u}{I_{p,n} k_f} + \frac{I_{p,p,n} m_c^2 k_f^3}{I_{p,n} k_u^3} \right) \sin \varphi_n. \quad (9)$$

Приведенный ток ротора

$$\frac{I'_2}{I_n} = \cos \varphi_n \sqrt{\frac{2b_n m_c}{\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} + \sqrt{\left(\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2}\right)^2 - 1}}}.$$

Полный ток статора

$$\frac{I}{I_n} = \sqrt{\frac{m_c^2 k_f^2 \cos^2 \varphi_n}{k_u^2} + \left( \frac{I_{0n} k_u}{I_{p,n} k_f} + \frac{I_{p,p,n} m_c^2 k_f^3}{I_{p,n} k_u^3} \right) \sin^2 \varphi_n}. \quad (10)$$

Активная составляющая приведенного тока ротора

$$\frac{I'_{2a}}{I_n} = \frac{m_c k_f}{k_u} \cos \varphi_n. \quad (11)$$

Скользжение

$$\frac{s}{s_n} = \frac{b_n + \sqrt{b_n^2 - 1}}{k_f \left[ \frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} + \sqrt{\left( \frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} \right)^2 - 1} \right]}. \quad (12)$$

С учетом (6) при  $b_n \geq 1,6$  и  $\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} \geq 1,6$

$$\frac{s}{s_n} = \frac{m_c k_f}{k_u^2}.$$

**Потери и к. п. д.** Примем, что механические потери изменяются пропорционально изменению скорости

$$\frac{\Delta P_{\text{мех}}}{\Delta P_{\text{мех.н}}} = \frac{k_f (1 - s)}{1 - s_n} \approx k_f. \quad (13)$$

Потери в роторе

$$\frac{\Delta P_2}{\Delta P_{2n}} = \frac{(P + \Delta P_{\text{мех}}) s (1 - s_n)}{(P_n + \Delta P_{\text{мех.н}}) s_n (1 - s)}. \quad (14)$$

Пренебрегая механическими потерями и подставив  $P/P_n$  из (1), получим:

$$\frac{\Delta P_2}{\Delta P_{2n}} = \frac{m_c k_f s}{s_n}. \quad (15)$$

Подставив  $s/s_n$  из (6), для  $b_n \geq 1,6$  и  $\frac{b_n k_u^2}{m_c k_f^2} \geq 1,6$

получим:

$$\frac{\Delta P_2}{\Delta P_{2n}} = \frac{m_c^2 k_f^2}{k_u^2}. \quad (16)$$

Потери в стали статора

$$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{c,n}} = \frac{k_u^2}{k_f} (0,61 + 0,39 k_f). \quad (17)$$

Потери в обмотке статора

$$\frac{\Delta P_M}{\Delta P_{M,n}} = \frac{I_a^2 + I_p^2}{I_n^2}; \quad (18)$$

$$\frac{\Delta P_M}{\Delta P_{M,n}} = \frac{m_c^2 k_f^2 \cos^2 \varphi_n}{k_u^2} + \left( \frac{I_{0n} k_u}{I_{p,n} k_f} + \frac{I_{p,p,n} m_c^2 k_f^3}{I_{p,n} k_u^3} \right) \sin^2 \varphi_n. \quad (19)$$

Сумма потерь

$$\begin{aligned} \Sigma \Delta P &= \Delta P_{\text{мех.н}} k_f + \Delta P_{2n} \frac{m_c^2 k_f^2}{k_u^2} + \Delta P_{c,n} \frac{k_u^2}{k_f} (0,61 + \\ &+ 0,39 k_f) + \Delta P_{M,n} \left\{ \frac{m_c^2 k_f^2 \cos^2 \varphi_n}{k_u^2} + \left( \frac{I_{0n} k_u}{I_{p,n} k_f} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{I_{p,p,n} m_c^2 k_f^3}{I_{p,n} k_u^3} \right)^2 \sin^2 \varphi_n. \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

Если пренебречь потерями в статоре от намагничающего тока, то в этом случае

$$\frac{\Delta P_M}{\Delta P_{M,n}} = \frac{(I')^2}{I_n^2} = \frac{m_c^2 k_f^2}{k_u^2}, \quad (21)$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P}{P + \sum \Delta P}. \quad (22)$$

**Зависимость изменения напряжения от частоты и нагрузки.** Академик М. П. Костенко [Л. 1] впервые сформулировал зависимость напряжения от частоты и нагрузки на валу асинхронного двигателя, исходя из сохранения одной и той же статической перегруженности

$$k_u = k_f \sqrt{m_c}. \quad (23)$$

Им отмечалось, что если активное сопротивление статора остается достаточно малым по сравнению с индуктивным сопротивлением короткого замыкания, то при указанном методе регулирования напряжения и частоты двигатель имеет практически неизменные к. п. д. и  $\cos \varphi$ . Вопрос о соотношении потерь в двигателе им не рассматривался.

Т. П. Губенко [Л. 2] дал более общую зависимость изменения напряжения от частоты и нагрузки на валу, исходя из наиболее выгодного значения статической перегруженности двигателя.

А. А. Булгаков [Л. 3] подробно исследовал режимы работы асинхронных двигателей, в том числе исходя из минимальных потерь, а также при пропорциональном изменении напряжения от частоты, т. е. практически при сохранении постоянства магнитного потока

$$k_u = k_f. \quad (24)$$

Этот способ получил практическое применение в металлургической промышленности и на французских электровозах переменного тока с короткозамкнутыми асинхронными двигателями.

По мнению автора, изменение напряжения в зависимости от частоты должно производиться таким образом, чтобы к. п. д. имел максимальное значение.

Для этого случая [Л. 4 и 5]

$$k_u = \sqrt{\frac{k_f^3 m_c^2 \Delta P_{M,n}}{(0,61 + 0,39 k_f) \Delta P_{c,n}}}. \quad (25)$$

Пользуясь зависимостью (25), необходимо иметь в виду, что после некоторого значения  $k_f$  потери в стали будут превышать номинальные, что в ряде случаев может привести к перегреву стали и обмоток. Для того чтобы определить то значение  $k_u$ , при котором потери в стали будут равны номинальным, в выражении (17) приравняем  $\Delta P_c = \Delta P_{c,n}$  и, решив это уравнение относительно  $k_u$ , получим:

$$k'_u = \sqrt{\frac{k_f}{0,61 + 0,39 k_f}}. \quad (26)$$

Решая совместно уравнение (25) и (26), найдем то значение  $k_f$ , при котором потери в стали будут равны номинальным:

$$k'_f = \sqrt{0,61^2 + \frac{4\Delta P_{c,n} 0,39}{m_c^2 \Delta P_{m,n}}} - 0,61 \quad (27)$$

В табл. 1 приведены основные параметры асинхронных двигателей для изменения напряжения от частоты, вычисленные по (23) и (24).

Из данных, приведенных в таблице, следует, что при значениях момента, меньших номинального, регулирование  $k_u = k_f$  является более благоприятным по сравнению с регулированием  $k_u = k_f \sqrt{m}$  с точки зрения статической перегруженности, скольжения, приведенного тока и потерь в меди статора и ротора.

Однако при  $\frac{Q_{0n}}{Q_n} > 0,5$  и  $m_c < 1$  потребление реактивной мощности в случае регулирования  $k_u = k_f$  будет больше, чем при регулировании по закону  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$ .

При регулировании  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  коэффициент мощности асинхронного двигателя не зависит от частоты и нагрузки.

Потери в стали будут больше при регулировании  $k_u = k_f$  на величину

$$\Delta P_{cn}(0,61 + 0,39 k_f)(1 - m_c). \quad (28)$$

Оба способа регулирования напряжения будут одинаковы с точки зрения потерь, когда уменьшение потерь в обмотках статора и ротора при регулировании  $k_u = k_f$ , равное  $\Delta \Delta P_m$ , будет равно увеличению потерь в стали.

Приравняв выражение (28) разности потерь  $\Delta \Delta P$  и решив это уравнение относительно  $k_f$ , получим:

$$k_f = \sqrt{\frac{0,61^2 + 4 \cdot 0,39 \frac{\Delta \Delta P_m}{(1 - m_c) \Delta P_{cn}} - 0,61}{2 \cdot 0,39}} = \\ = \sqrt{0,613 + \frac{2 \cdot 56 \Delta \Delta P_m}{(1 - m_c) \Delta P_{cn}}} - 0,785.$$

При этом следует проверить, не будут ли потери в стали превышать номинальные.

Рассмотрим пример. Асинхронный двигатель. 800 квт, 750 об/мин, 6 кв, 94 а,  $\cos \varphi_n = 0,875$ ,  $\eta_n = 0,94$ . Потери в стали  $\Delta P_{cn} = 12,3$  квт. Потери в обмотке статора  $\Delta P_{m,n} = 15,8$  квт; потери в роторе

$\Delta P_{2n} = 11,5$  квт; ток холостого хода  $I_{0n} = 27$  а. Определяем:

$$I_{p,n} = 94 \cdot 0,485 = 45,5 \text{ а};$$

$$I_{p,p,n} = 45,5 - 27 = 18,5 \text{ а};$$

где  $0,485 = \sin \varphi_n$ .

Квадрат тока статора при регулировании по закону  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$

$$\frac{I^2}{I_n^2} = m_c$$

и при регулировании  $k_u = k_f$

$$\frac{I^2}{I_n^2} = 0,875^2 m_c + 0,485^2 \left( \frac{27}{45,5} + \frac{18,5 m_c^2}{45,5} \right)^2$$

или

$$\frac{I^2}{I_n^2} = 0,765 m_c^2 + 0,235 (0,6 + 0,4 m_c^2)^2.$$

Потери в роторе и статоре: при  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$

$$(11,5 + 15,8) m_c;$$

при  $k_u = k_f$

$$11,5 m_c^2 + 15,8 [0,765 m_c^2 + 0,235 (0,6 + 0,4 m_c^2)^2].$$

В табл. 2 даны значения потерь и разности потерь в обмотках статора и ротора при регулировании напряжения по законам  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  и  $k_u = k_f$  в зависимости от нагрузки на валу.

Задаваясь из табл. 2 значением разности потерь для данного значения  $m_c$ , получим значение  $k_f$  из (29), при котором оба способа одинаковы по экономичности. Значения  $k_f$  приведены в табл. 2. При частотах ниже этих значений регулирование по второму способу экономичнее, чем по первому.

Необходимо иметь в виду, что потери в стали при некоторых значениях частоты и момента будут превышать номинальные. В табл. 2 приведены отношения  $\Delta P_c / \Delta P_{cn}$ .

Для тех частот и моментов, где это отношение больше единицы, напряжение должно быть уменьшено в соответствии с уравнением (26).

Рассмотрим для этого же двигателя регулирование при  $P = P_n = \text{пост.}$  и  $k_f > 1$ ; в этом случае  $m_c = \frac{1}{\sqrt{k_f}}$ .

Таблица 1

Зависимость напряжения от частоты	Определяемые величины							
	$\frac{b}{b_n}$	$\frac{s}{s_n}$	$\frac{Q}{Q_n}$	$\frac{I_a}{I_n}$	$\frac{I_p}{I_n}$	$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{cn}}$	$\frac{\Delta P_m}{\Delta P_{m,n}}$	$\frac{\Delta P_s}{\Delta P_{2n}}$
Нормальный режим	$\frac{1}{m_c}$	$m_c$	$\frac{Q_{0n}}{Q_n} + \frac{Q_{p,p,n}}{Q_n} m_c^2$	$m_c \cos \varphi_n$	$\left( \frac{I_{0n}}{I_{p,n}} + \frac{I_{p,p,n}}{I_{p,n}} m_c^2 \right) \sin \varphi_n$	1	$m_c^2$	$m_c^2$
$k_u = k_f \sqrt{m_c}$	1	$\frac{1}{k_f}$	$k_f m_c$	$\sqrt{m_c} \cos \varphi_n$	$\sqrt{m_c} \sin \varphi_n$	$k_f m_c (0,61 + 0,39 k_f)$	$m_c$	$m_c$
$k_u = k_f$	$\frac{1}{m_c}$	$\frac{m_c}{k_f}$	$k_f \left( \frac{Q_{0n}}{Q_n} + \frac{Q_{p,p,n}}{Q_n} m_c^2 \right)$	$m_c \cos \varphi_n$	$\left( \frac{I_{0n}}{I_{p,n}} + \frac{I_{p,p,n}}{I_{p,n}} m_c^2 \right) \sin \varphi_n$	$k_f (0,61 + 0,39 k_f)$	$m_c^2$	$m_c^2$

Таблица 2

$m_c$	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	Способ регулирования
Потери	27,3	24,5	21,8	19,1	16,4	13,6	10,9	8,20	5,45	$k_u = k_f \sqrt{m_c}$
Потери	27,3	22,3	17,9	13,9	10,5	7,72	5,4	3,60	2,34	$k_u = k_f$
Разность потерь	0	2,2	3,9	5,2	5,9	5,88	5,5	4,6	3,11	
$k_f$	1	1,5	1,38	1,27	1,14	0,97	0,8	0,62	0,41	
$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{c,n}}$	1	1,61	1,27	0,98	0,71	0,47	0,30	0,15	0,06	$k_u = k_f \sqrt{m_c}$
$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{c,n}}$	1	1,79	1,59	1,40	1,18	1,05	0,74	0,53	0,31	$k_u = k_f$

Потери при регулировании по закону  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  или  $k_u = \sqrt{k_f}$

$$\Delta P_{c,n} (0,61 + 0,39k_f) + \frac{\Delta P_{2n}}{k_f} + \frac{\Delta P_{M,n}}{k_f} = \\ = 12,3 (0,61 + 0,39k_f) + \frac{(11,5 + 15,8)}{k_f}.$$

Потери при регулировании по закону  $k_u = k_f$

$$\Delta P_{c,n} (0,61 + 0,39k_f) k_f + \frac{\Delta P_{2n}}{k_f^2} + \Delta P_{M,n} \left[ \frac{\cos^2 \varphi_n}{k_f^2} + \right. \\ \left. + \left( \frac{I_{on}}{I_{pn}} + \frac{I_{p,p,n}}{I_{p,n} k_f^2} \right)^2 \sin^2 \varphi_n \right] = 12,3 (0,61 + 0,39k_f) k_f + \\ + \frac{11,5}{k_f^2} + 15,8 \left[ \frac{0,765}{k_f^2} + 0,235 \left( 0,6 + \frac{0,4}{k_f^2} \right)^2 \right].$$

В табл. 3 приведены значения потерь в стали и меди и общие потери в зависимости от частоты.

Из табл. 3 следует, что по общим потерям регулирование  $k_u = k_f$  экономичнее регулирования  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  до значения  $k_f = 1,3$ , но по потерям в стали регулирование  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  и  $k_u = k_f$  приводит

к потерям выше номинальных. Особенно неблагоприятные соотношения получаются при  $k_u = k_f$ .

Для того чтобы потери в стали не превышали номинальных, напряжение следует определять по (25).

В табл. 4 приведены значения напряжения для четырех способов регулирования напряжения от частоты.

В заключение рассмотрим регулирование напряжения при  $k_f = 1$  в зависимости от нагрузки.

Для  $k_u = \sqrt{m_c}$  потери

$$(\Delta P_{c,n} + \Delta P_{2n} + \Delta P_{M,n}) m_c = \\ = (12,3 + 11,5 + 15,8) m_c = 39,6 m_c.$$

Для  $k_u = 1$

$$\Delta P_{c,n} + \Delta P_{2n} m_c^2 + \Delta P_{M,n} \left[ m_c^2 \cos^2 \varphi_n + \right. \\ \left. + \left( \frac{I_{on}}{I_{pn}} + \frac{I_{p,p,n}}{I_{p,n}} m_c^2 \right)^2 \sin^2 \varphi_n \right] = 12,3 + 11,5 m_c^2 + \\ + 15,8 [0,765 m_c^2 + 0,235 (0,6 + 0,4 m_c^2)^2].$$

Таблица 3

$k_f$	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	Способ регулирования
$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{c,n}}$	1	1,04	1,08	1,11	1,15	1,19	$k_u = k_f \sqrt{m_c} = \sqrt{k_f}$
$\frac{\Delta P_c}{\Delta P_{c,n}}$	1	1,14	1,3	1,44	1,62	1,78	$k_u = k_f$
$\frac{\Delta P_2 + \Delta P_M}{\Delta P_{2n} + \Delta P_{M,n}}$	1	0,91	0,83	0,77	0,712	0,667	$k_u = k_f \sqrt{m_c} = \sqrt{k_f}$
$\frac{\Delta P_2 + \Delta P_M}{\Delta P_{2n} + \Delta P_{M,n}}$	1	0,832	0,69	0,616	0,542	0,482	$k_u = k_f$
$\Sigma \Delta P, \text{ квт}$	39,6	37,8	35,9	34,6	33,7	32,8	
$\Sigma \Delta P / \Sigma \Delta P_n$	1	0,96	0,91	0,875	0,85	0,83	$k_u = k_f \sqrt{m_c} = \sqrt{k_f}$
$\Sigma \Delta P, \text{ квт}$	39,6	36,7	34,8	34,6	34,8	35,1	
$\Sigma \Delta P / \Sigma \Delta P_n$	1	0,93	0,88	0,87	0,88	0,89	$k_u = k_f$

Таблица 4

$k_f$	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	Способ регулирования
$k_u$	1	1,05	1,1	1,14	1,18	1,22	$k_u = k_f \sqrt{m_c} = \sqrt{k_f}$
$k'_u$	1	1,03	1,05	1,08	1,1	1,12	$\Delta P_e = \Delta P_{ch}$
$k_u$	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	$k_u = k_f$
$k_u$	1,22	1,24	1,25	1,275	1,28	1,29	Минимум потерь по (25)

Для

$$k_u = \sqrt{\frac{(\Delta P_{ch} + \Delta P_{m,n}) m_c^2}{\Delta P_{ch}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{(11,5 + 15,8) m_c^2}{12,3}} = 1,22 \sqrt{m_c};$$

$$(1,22)^2 \Delta P_{ch} m_c + \frac{\Delta P_{ch} m_c}{(1,22)^2} + \Delta P_{m,n} \left[ \frac{m_c \cos^2 \varphi_r}{(1,22)^2} + \right. \\ \left. + \left( \frac{I_{ch} 1,22 \sqrt{m_c}}{I_{ch}} + \frac{I_{ch} \sqrt{m_c}}{(1,22)^2} \right)^2 \sin^2 \varphi_r \right] = (1,22)^2 \cdot 12,3 m_c + \\ + \frac{11,5 m_c}{(1,22)^2} + 15,8 \left[ \frac{0,765 m_c}{(1,22)^2} + \frac{0,765 m_c}{(1,22)^2} + \right. \\ \left. + 0,235 \left( 1,22 \cdot 0,6 + \frac{0,4}{(1,22)^2} \right)^2 m_c \right] = \\ = (18,3 + 7,7 + 11,4) m_c = 37,5 m_c.$$

В табл. 5 приведены значения потерь для трех способов регулирования напряжения.

При регулировании по минимуму потерь по (25) до значения  $m_c = \frac{1}{(1,22)^2} = 0,67$  потери в стали превышают номинальные. Поэтому напряжение от  $m_c = 1$  до  $m_c = 0,67$  должно равняться номинальному.

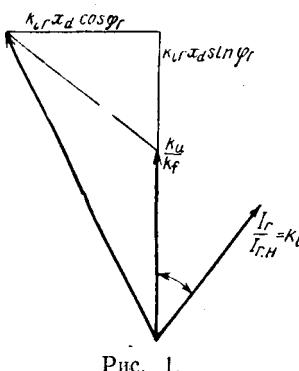


Рис. 1.

**Синхронные генераторы.** Если частота, напряжение и нагрузка синхронного генератора отличны от номинальных значений, то необходимо иметь зависимость тока возбуждения от частоты при различных способах регулирования напряжения.

Электродвижущая сила и индуктивное сопротивление синхронного генератора изменяются пропорционально частоте. Учитывая это, из векторной диаграммы (рис. 1) с достаточной степенью точности как для неявнополюсных, так и для явнополюсных машин определяем:

$$k_b^2 = \frac{I_b^2}{I_{ch}^2} = \left( \frac{k_u}{k_f} + k_{ir} x_d \sin \varphi_r \right)^2 + k_{ir}^2 x_d^2 \cos^2 \varphi_r,$$

где  $k_{ir} = \frac{I_{ir}}{I_{ch}}$  — кратность тока статора;

$x_d$  — синхронный реактанс, отн. ед.

Заменяя

$$k_{ir} \sin \varphi_r = \frac{I_{ir} \sin \varphi_r}{I_{ch}} = \frac{I_{r,p}}{I_{ch}} = \frac{Q_r \sin \varphi_{r,n}}{Q_{r,n} k_u},$$

$$k_{ir} \cos \varphi_r = \frac{I_{ir} \cos \varphi_r}{I_{ch}} = \frac{I_{r,a}}{I_{ch}} = \frac{P_r \cos \varphi_{r,n}}{P_{r,n} k_u},$$

будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} k_b^2 &= \frac{I_b^2}{I_{ch}^2} = \left( \frac{k_u}{k_f} + \frac{I_{r,p} x_d}{I_{ch}} \right)^2 + \frac{I_{r,a}^2 x_d^2}{I_{ch}^2} \\ k_b^2 &= \frac{I_b^2}{I_{ch}^2} = \left( \frac{k_u}{k_f} + \frac{Q_r x_d \sin \varphi_{r,n}}{Q_{r,n} k_u} \right)^2 + \frac{P_r^2 x_d^2 \cos^2 \varphi_{r,n}}{P_{r,n}^2 k_u^2} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

При номинальном режиме

$$k_{ch} = \frac{I_{ch}}{I_{ch}} = \sqrt{1 + x_d^2 + 2 x_d \sin \varphi_{r,n}}. \quad (30)$$

Более удобным является отношение тока возбуждения не к току холостого хода при номинальном напряжении, а к номинальному току возбуждения. Заменяя

$$k_b^2 = \frac{I_b^2}{I_{ch}^2} = \frac{I_b^2 (1 + x_d^2 + 2 x_d \sin \varphi_{r,n})}{I_{ch}^2},$$

Таблица 5

$m_c$	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	Способ регулирования
$\Sigma \Delta P, \text{ квт}$	39,6	35,7	31,7	27,7	23,8	19,8	15,8	11,9	7,95	$k_u = \sqrt{m_c}$
$\frac{\Sigma \Delta P}{\Sigma \Delta P_n}$	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	
$\Sigma \Delta P, \text{ квт}$	39,6	34,6	30,1	26,3	22,8	20,0	17,7	15,9	13,5	$k_u = 1$
$\frac{\Sigma \Delta P}{\Sigma \Delta P_n}$	1	0,87	0,76	0,66	0,575	0,505	0,446	0,401	0,342	
$\Sigma \Delta P, \text{ квт}$	37,5	33,7	30	26,2	22,5	18,7	15,0	11,2	7,5	$k_u$ по (25)
$\frac{\Sigma \Delta P}{\Sigma \Delta P_n}$	0,95	0,85	0,76	0,66	0,568	0,471	0,379	0,283	0,19	

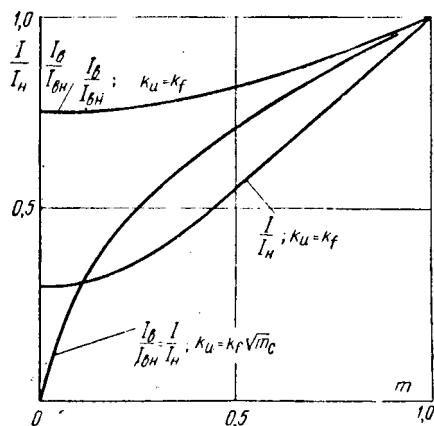


Рис. 2.

окончательно получим:

$$\frac{I_b}{I_{b,n}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{k_u}{k_f} + \frac{I_{r,n}x_d}{I_{r,n}}\right)^2 + \frac{I_{r,n}^2 x_d^2}{I_{r,n}^2}}{1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}}}$$

и

$$\frac{I_b}{I_{b,n}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{k_u}{k_f} + \frac{Q_r x_d \sin \varphi_{r,n}}{Q_{r,n} k_u}\right)^2 + \frac{P_{r,n}^2 x_d^2 \cos \varphi_{r,n}}{P_{r,n}^2 k_u^2}}{1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}}} \quad (31a)$$

Из уравнений (31) и (31a) можно определить реактивную мощность генератора при заданных активной мощности и напряжении на выводах:

$$\frac{I_{r,p}}{I_{r,p,n}} = \frac{\sqrt{\frac{I_b^2}{I_{b,n}^2} (1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}) - \frac{I_{r,n}^2 x_d^2}{I_{r,n}^2}} - \frac{k_u}{k_f}}{x_d \sin \varphi_{r,n}} \quad (32)$$

$$\frac{Q_r}{Q_{r,n}} = \frac{\sqrt{\frac{I_b^2}{I_{b,n}^2} k_u^2 (1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}) - \frac{P_{r,n}^2 x_d^2 \cos^2 \varphi_{r,n}}{P_{r,n}^2}} - \frac{k_u^2}{k_f}}{x_d \sin \varphi_{r,n}} \quad (32a)$$

Кратность максимального момента синхронного генератора

$$\frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{I_b k_u}{I_{b,n} k_u x_d \cos \varphi_{r,n}} \quad (33)$$

Для примера ниже рассмотрены два способа изменения напряжения: по (23) ( $k_u = k_f \sqrt{m_c}$ ) и по (24) ( $k_u = k_f$ ).

При регулировании напряжения способом  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  для случая работы генератора на асинхронную нагрузку из (31) получим:

$$\frac{I_b}{I_{b,n}} = \sqrt{m_c} \sqrt{\frac{1 + \frac{x_d^2 I_n^2}{I_{r,n}^2} + \frac{2x_d I_n \sin \varphi_n}{I_{r,n}}}{1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}}}$$

При  $I_n = I_{r,n}$  и  $\sin \varphi_n = \sin \varphi_{r,n}$

$$\frac{I_b}{I_{b,n}} = \sqrt{m_c} = \frac{I_r}{I_{r,n}}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Кратность максимального момента из (33):

$$\frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{I_b}{I_{b,n} x_d \cos \varphi_{r,n}}$$

При регулировании способом  $k_u = k_f$  кратность тока возбуждения для случая работы синхронного генератора на асинхронную нагрузку из (31):

$$\frac{I_b}{I_{b,n}} = \sqrt{\frac{\left[1 + \frac{x_d I_n \sin \varphi_n}{I_{r,n}} \left( \frac{I_{b,n}}{I_{p,n}} + \frac{I_{p,n} m_c^2}{I_{r,n}} \right)\right]^2 + \frac{I_{r,n}^2 x_d^2 m_c^2 \cos^2 \varphi_n}{I_{r,n}^2}}{1 + x_d^2 + 2x_d \sin \varphi_{r,n}}}$$

Кратность максимального момента:

$$\frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{I_b}{I_{b,n} x_d \cos \varphi_{r,n}}$$

На рис. 2 даны кривые тока возбуждения и тока статора генератора для случая:  $x_d = 1$ ;  $\cos \varphi_{r,n} = 0,8$ .

Кривые показывают, что при регулировании способом  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  ток возбуждения при всех нагрузках будет меньше, чем при регулировании по закону  $k_u = k_f$ . Ток статора при нагрузках от номинальной до 0,16 номинальной в первом случае будет больше.

Потери в стали при регулировании способом  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  будут меньше, чем при регулировании  $k_u = k_f$  при всех нагрузках, меньших номинальной. Потери в меди при возбуждении будут меньше при регулировании способом  $k_u = k_f \sqrt{m_c}$  только в том случае, если нагрузка составляет 0,4 от номинальной и менее.

**Заключение.** Оптимальный способ изменения напряжения автономных установок в зависимости от частоты должен определяться по минимуму потерь в генераторе, двигателе и сети. При этом необходимо проверять и исключать условия, при которых потери в стали двигателя могут быть больше, чем при номинальном режиме.

#### Приложение. Обозначения:

$U$  — напряжение;

$Q$  — реактивная мощность.

$I$  — ток;

$P$  — полезная мощность;

$M$  — момент на валу;

$f$  — частота;

$s$  — скольжение;

$b$  — кратность максимального момента;

$m_c$  — кратность момента на валу;

$n$  — номинальный;

$k_u$  — кратность напряжения;

$g$  — генератор;

$a$  — активная составляющая;

$p$  — реактивная составляющая;

$U$  — напряжение;

$f$  — частота;

$0$  — холостой ход;

$b$  — возбуждение;

$p.p$  — реактивный ток распределения;

$\eta$  — к. п. д.;

$c$  — сечения.

#### Литература

1. Костенко М. П., Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, «Электричество», 1925, № 2.
2. Губапов Т. П., Геометрические места токов индукционных машин, Львов, 1960.
3. Булгаков А. А., Частотное управление асинхронными электродвигателями, Изд-во АН СССР, 1955.
4. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных двигателей, Госэнергоиздат, 1950 и 1955.
5. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.

# Частотное управление асинхронным двигателем при минимальных потерях в установившемся режиме

Проф. А. С. САНДЛЕР и инж. Р. С. САРБАТОВ

Московский энергетический институт

Вопрос об управлении, при котором обеспечиваются минимальные потери в асинхронном короткозамкнутом двигателе, рассматривался ранее [Л. 1 и 2] в предположении, что характеристика намагничивания его линейна. В действительности же при наиболее вероятных нагрузках [ $M_c = (0,5 \div 1) M_n$ ] минимальные потери обычно бывают при работе двигателя на нелинейном участке характеристики намагничивания, где формулы, полученные для двигателя с линейной характеристикой намагничивания [Л. 2], дают завышенные (в 1,5—3 раза большие номинального) значения потока двигателя, особенно при пониженных частотах. Такой поток не может быть достигнут вследствие насыщения стали. По этой же причине в результате резкого увеличения тока намагничивания потери при значительном росте потока превзойдут не только минимальные, но и номинальные. Поэтому для машины с насыщенной сталью с целью обеспечения минимума потерь следует в меньшей степени увеличивать поток, чем это предписывается теорией двигателя с ненасыщенной магнитной цепью.

В связи с этим необходимо определить условия, при которых машина с нелинейной характеристикой намагничивания работает при произвольных значениях частоты и момента нагрузки с минимальными потерями.

Рассмотрим потери двигателя, имеющего независимую вентиляцию, при симметричном установившемся режиме, синусоидальном напряжении и абсолютных скольжениях, не превышающих номинальные.

Определяющими потерями асинхронной машины являются потери в меди статора и ротора, потери в стали статора от гистерезиса и вихревых токов, а также механические потери. Основными потерями в стали ротора можно пренебречь, так как при абсолютном скольжении, не превышающем номинального, они очень малы.

Помимо названных основных потерь в асинхронной машине еще возникают поверхностные и пульсационные потери в стали статора и ротора; добавочные потери, главным образом в обмотке ротора и частично в обмотке статора, в стали и в металлических массивных частях машины, обусловленные токами, наведенными полями рассеяния и высшими гармониками потока. В сумме все дополнительные потери составляют в среднем 1% от мощности двигателя.

Потери в меди статора целесообразно представить, как это принято, в виде суммы потерь от тока холостого хода (намагничивания) и потерь от рабочего тока. Без заметной погрешности в зоне рабочих скольжений можно считать, что ток статора

$$I_1 \approx \sqrt{(I_2)^2 + I_\mu^2},$$

где  $I_2$  — приведенный ток ротора;

$I_\mu$  — ток намагничивания.

В соответствии с энергетической диаграммой асинхронного двигателя его электромагнитный к. п. д. можно вычислить по следующей формуле:

$$\eta_{\text{ЭМ}} = 1 - \frac{\omega \left[ p_1 i^2 + \sigma_1(\alpha) \varphi^2 + a_{31} i_\mu^2 \right]}{\mu \frac{\omega}{\omega_0} + p_n \left[ p_1 i^2 + \sigma_1(\alpha) \varphi^2 + a_{30} i_\mu^2 \right]}, \quad (1)$$

где  $p_n = \frac{\Delta P_n}{P'_{2n}}$  — полные номинальные потери волях от номинальной механической мощности двигателя  $P'_{2n}$ ;

$\rho_1 = a_{31} + a_{30}$  — коэффициент переменных потерь в меди статора и ротора от тока  $I'_2$ ;

$\sigma_1(\alpha) = a_{c,g}\alpha + a_{c,v}\alpha^2$  — коэффициент потерь в стали статора от гистерезиса и вихревых токов;

$\alpha = \frac{f_1}{f_{1n}}$  — относительная частота;

$\varphi = \frac{\Phi}{\Phi_n}$  — относительный поток;

$\mu = \frac{M}{M_{12n}}$  — относительный электромагнитный момент;

$\omega$  — скорость вращения ротора;

$a_{31}, a_{32}, a_{30}, a_{c,g}, a_{c,v}$  — постоянные для данного двигателя коэффициенты, характеризующие относительную величину отдельных составляющих номинальных потерь, например  $a_{31} = \frac{\Delta P_{e1n}}{\Delta P_n}$ ;

$i = \frac{I_2}{I_{2n}}$  — относительный ток ротора;

$i_\mu = \frac{I_\mu}{I_{\mu n}}$  — относительный ток намагничивания.

Значения коэффициентов  $a_i$  обычно лежат в пределах:

$$a_{31} \approx 0,28 \div 0,32;$$

$$a_{32} \approx a_{31};$$

$$a_{30} \approx 0,02 \div 0,06;$$

$$a_{c,g} + a_{c,v} \approx 0,22 \div 0,19.$$

Отношение коэффициентов  $a_{c,v}/a_{c,g}$  при номинальной частоте 50 Гц в зависимости от толщины листов и марки стали составляет примерно 0,12—0,6, причем меньшее значение относится к листам из высоколегированной стали толщиной 0,35 мм, а большее — к листам из слаболегированной стали толщиной 0,5 мм.

Выразим в уравнении (1) токи через момент нагрузки, поток и частоту. Момент двигателя в относительных единицах равен:

$$\mu = i \varphi \frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_{2n}}. \quad (2)$$

Известно, что  $\cos \varphi_2$  не зависит от частоты тока статора, а лишь от абсолютного скольжения. Поскольку при частотном управлении в установившемся режиме это скольжение не превышает номинального, при котором  $\cos \varphi_2$  весьма близок к единице, и меняется в малых пределах, то можно в рассматриваемом случае без ощущимой погрешности считать, что

$$\frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_{2n}} \approx 1.$$

При этом допущении ток равен:

$$i = \frac{\mu}{\varphi}.$$

Ток намагничивания  $i_\mu$  связан с потоком зависимостью, обычно выражаемой графически из характеристики намагничивания. Эта зависимость существенно нелинейна, особенно при  $\varphi \geq 1$ . Характеристика намагничивания может быть выражена приближенно какой-либо аналитической формулой, алгебраической или тригонометрической [Л. 3]. Но попытка исследовать к. п. д. на максимум с использованием формулы, аппроксимирующей кривую намагничивания, приводит к необходимости решения либо алгебраического уравнения высокой степени, либо трансцендентного уравнения, что может быть осуществлено лишь численными или графическими методами.

Поскольку при учете нелинейности характеристики намагничивания нельзя получить в общем виде (с буквенными коэффициентами) формулу, выражающую закон регулирования по минимуму потерь, найдем общие условия и признаки, характеризующие режим минимальных потерь. Представим квадрат тока намагничивания  $i_\mu^2$  как некоторую функцию от  $\varphi$ , т. е.  $i_\mu^2 = \Psi(\varphi)$ . Выразив ток из формулы (2) и подставив его в выражение (1), получим:

$$\eta_{em} = 1 - \frac{p_n \left[ p_1 \frac{\mu^2}{\varphi^2} + s_1(\alpha) \varphi^2 + a_{00} \Psi(\varphi) \right]}{\mu \frac{\omega}{\omega_0} + p_n \left[ p_1 \frac{\mu^2}{\varphi^2} + s_1(\alpha) \varphi^2 + a_{00} \Psi(\varphi) \right]}. \quad (3)$$

Из равенства (3) следует, что в установившемся режиме потери являются функцией трех независимых переменных: момента нагрузки, потока двигателя и частоты. Поэтому в общем случае минимум потерь определяется системой трех равенств:

$$\frac{\partial (\Delta p)}{\partial \varphi} = 0; \quad \frac{\partial (\Delta p)}{\partial \mu} = 0; \quad \frac{\partial (\Delta p)}{\partial \alpha} = 0.$$

Нетрудно убедиться в том, что при выполнении первого условия второе имеет решением  $\mu = 0$ , а третье — отрицательное значение частоты, что лишено физического смысла.

Выполнение второго и третьего условий означает, что потери будут наименьшими при отсутствии нагрузки и нулевой частоте, т. е. при нерабочающей машине.

Поэтому исследовать потери на минимум имеет смысл только как функцию потока, а равенство ну-

лю производной потерь по потоку является единственным условием минимума потерь работающей машины. С практической стороны поток двигателя также является единственным параметром, на который можно воздействовать с целью уменьшения потерь, так как частота обусловлена требуемой скоростью вращения, а момент — нагрузкой.

Обозначим потери в стали и потери в статоре от тока намагничивания, зависящие лишь от частоты и потока (для упрощения назовем их потерями на возбуждение, так называемыми постоянными потерями), как некоторую функцию  $s_1(\alpha, \varphi)$ , т. е.

$$s_1(\alpha) \varphi^2 + a_{00} \Psi(\varphi) = s_1(\alpha, \varphi). \quad (4)$$

После дифференцирования выражения потерь по  $\varphi$  и приравнивания полученного выражения нулю, получим:

$$\frac{\partial s_1(\alpha, \varphi)}{\partial \varphi} = 2p_1 \frac{\mu^2}{\varphi^3}. \quad (5)$$

Из равенства (5) следует, что потери двигателя минимальны (при произвольных значениях момента и частоты), если для каждой пары значений момента и частоты равны абсолютные значения производных по потоку от потерь на возбуждение и переменных потерь.

Если машина работает с наименьшими потерями при данных частоте и нагрузке, то это еще не означает, что получен наибольший к. п. д. этой машины. Как и для потерь, критериями максимума к. п. д. в общем случае являются три условия:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \varphi} = 0; \quad \frac{\partial \eta}{\partial \mu} = 0; \quad \frac{\partial \eta}{\partial \alpha} = 0.$$

Раскрыв первое равенство подстановкой значения к. п. д. из уравнения (3) (при этом пренебрегаем зависимостью скорости  $\omega$  от потока), получим условие, тождественное формуле (5).

Раскрыв второе равенство, считая поток зависимым от  $\mu$  и пренебрегая в первом приближении зависимостью скорости от момента, получим:

$$s_1(\alpha, \varphi) \varphi^3 + 2p_1 \mu^3 \frac{\partial \varphi}{\partial \mu} - \frac{\partial s_1(\alpha, \varphi)}{\partial \varphi} \mu \varphi^3 \frac{\partial \varphi}{\partial \mu} - p_1 \mu^2 \varphi = 0. \quad (6)$$

Если выполнено условие минимума потерь (5), то, подставив его в выражение (6), найдем:

$$s_1(\alpha, \varphi) = p_1 \frac{\mu^2}{\varphi^2}. \quad (7)$$

Таким образом, вторым условием максимума к. п. д. является равенство переменных потерь потоком на возбуждение.

Решением третьего равенства при выполнении условий (5) и (7) и линейной зависимости скорости вращения от частоты является некоторое отрицательное значение частоты, что лишено физического смысла. Очевидно, что зависимость к. п. д. от частоты не имеет экстремума, и к. п. д. тем больше, чем выше частота при данном моменте и выполнении условий (5) и (7).

Таким образом, из анализа уравнений (5)–(7) следует, что к. п. д. двигателя будет максимально

возможным при данной частоте, если потери на возбуждение и переменные потери равны так же, как и абсолютные значения их производных по потоку, т. е. если будут выполнены одновременно условия (5) и (7).

Если эти условия будут выполняться при произвольном значении момента  $\mu > 0$ , то двигатель будет работать с неизменным максимально возможным для данной частоты к. п. д. при любом значении  $\mu$ , находящемся в интервале от нуля до единицы.

Одновременно условия (5) и (7) удовлетворяются лишь для двигателя, обладающего линейной характеристикой намагничивания ( $i_\mu = k\varphi$ ). Действительно, для такого двигателя потери на возбуждение пропорциональны квадрату потока:

$$s'_1(\alpha, \varphi) = \sigma_1(\alpha) \varphi^2 + a_{\varphi_0} k^2 \varphi^2 = \sigma'_1(\alpha) \varphi^2. \quad (8)$$

Подставив выражение (8) в формулу (5), получим:

$$\Phi_{\text{онт}} = \sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma'_1(\alpha)}} \sqrt{\mu}. \quad (9)$$

Подставив это значение  $\varphi$  в равенство (8) и (7), убедимся, что потери на возбуждение равны переменным потерям при произвольных значениях частоты и момента. В сумме минимальные потери равны:

$$\Delta P_{\text{мин}} = 2\Delta P_{\text{нн}} \sqrt{\rho_1 \sigma'_1(\alpha)}. \quad (10)$$

Таким образом, двигатель с линейной характеристикой намагничивания при управлении им в соответствии с выражением (9) будет работать с максимально возможным к. п. д., независимым от нагрузки  $\mu > 0$  при данной частоте. Однако линейная зависимость (8) потерь на возбуждение от квадрата потока является единственной функцией, которая одновременно удовлетворяет условиям (5) и (7) и для которой уравнение (9) обращает в тождество условие минимума потерь. Единственность этой функции обусловлена конкретным видом правых частей условий (5) и (7).

Поскольку одновременно удовлетворяет условиям (5) и (7) лишь линейная зависимость потерь на возбуждение от квадрата потока, то, очевидно, никакая нелинейная зависимость не обладает таким свойством. Но отсюда следует, что если двигатель работает при минимуме потерь на нелинейном участке характеристики намагничивания, то:

его потери на возбуждение не равны переменным потерям;

коэффициент полезного действия двигателя меняется в зависимости от  $\mu$ .

При этом к. п. д. остается наибольшим для данных момента и частоты, но поскольку не выполняется второе условие максимума, то он будет ниже теоретического максимально возможного к. п. д. для такой же машины, но с линейной характеристикой намагничивания.

Таким образом, нелинейность характеристики намагничивания отрицательно сказывается на энергетических показателях машины, снижая ее к. п. д.

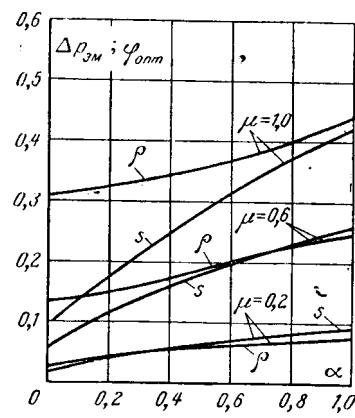


Рис. 1. Зависимости потерь на возбуждение ( $s$ ) и переменных потерь ( $\rho$ ) от частоты ( $\alpha$ ) для различных моментов нагрузки ( $\mu$ ) в режиме минимальных потерь.

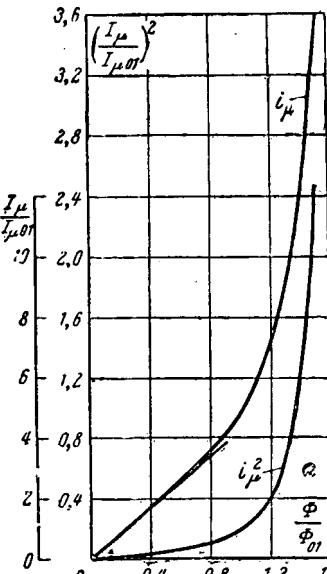


Рис. 2. Универсальная характеристика намагничивания.

Покажем первое свойство режима минимальных потерь (неравенство переменных потерь потерям на возбуждение) машины с насыщенной магнитной цепью, используя для аппроксимации универсальной кривой  $i_\mu^2 = \Psi(\varphi)$  весьма приближенную формулу вида:

$$\Psi(\varphi) = i_\mu^2 = B\varphi^6\varphi_n^6 - C\varphi^2\varphi_n^2.$$

Эта формула при  $B = 0,955$ ,  $C = 0,179$  дает отклонение от универсальной кривой в среднем 9,3% для значений  $1,5 \geq \varphi\varphi_n \geq 1$ .

Подставив эту аппроксимирующую формулу в уравнение (4) и раскрыв затем левую часть выражения (5), получим следующее уравнение<sup>1</sup>:

$$3a_{\varphi_0} B \frac{\varphi_n^6}{i_{\mu n}^2} \varphi^8 + \left[ \sigma_1(\alpha) - a_{\varphi_0} \frac{\varphi_n^2}{i_{\mu n}^2} C \right] \varphi^4 - \rho_1 \mu^2 = 0. \quad (11)$$

<sup>1</sup> Величины  $\varphi_n$  и  $i_{\mu n}$  являются масштабными коэффициентами; характеристика намагничивания дается обычно как кривая холостого хода, в которой за базисную величину потока принят поток  $\Phi_{01}$  при идеальном холостом ходе,名义ном напряжении и номинальной частоте. При нагрузке вследствие падения напряжения на статоре поток уменьшается, т. е.  $\Phi_n < \Phi_{01}$ . Для использования универсальной кривой намагничивания в выражении потерь следует изменить масштаб универсальной кривой, используя следующие соотношения:

$$\frac{\Phi}{\Phi_{01}} = \frac{\varphi_n}{\Phi_{01}} = \varphi\varphi_n, \quad \mu_{01} = \frac{i_\mu}{I_{\mu 01}} = i_\mu i_{\mu n},$$

где  $\Phi_{01}$  и  $I_{\mu 01}$  — поток и соответствующий ему ток намагничивания при идеальном холостом ходе, номинальных напряжении и частоте;  $\varphi_n = \frac{\Phi_n}{\Phi_{01}}$  и  $i_{\mu n} = \frac{i_\mu}{I_{\mu 01}}$ . Обычно эти величины лежат в пределах  $\varphi_n \approx 0,95 \div 0,83$ ,  $i_{\mu n} = 0,97 \div 0,89$ .

Решение этого уравнения имеет следующий вид:

$$\Phi_{\text{опт}} = \sqrt[4]{-\left[\sigma_1(\alpha) - a_{30} \frac{\varphi_n^2}{i_{\mu n}^2} C\right] + \sqrt{\left[\sigma_1(\alpha) - a_{30} \frac{\varphi_n^2}{i_{\mu n}^2} C\right]^2 + 12p_1 a_{30} B \frac{\varphi_n^6}{i_{\mu n}^2} \mu^2}} \cdot \frac{6a_{30}B \frac{\varphi_n^6}{i_{\mu n}^2}}{6a_{30}B \frac{\varphi_n^6}{i_{\mu n}^2}}. \quad (12)$$

Это уравнение является законом управления, обеспечивающим минимум потерь. Этот закон приближенный и пригоден для  $\varphi_n > 1$ .

Нетрудно проверить подстановкой выражения (12) в формулу (7), что второе условие максимума к. п. д. не выполняется, т. е. потери на возбуждение не равны переменным.

На рис. 1 приведены зависимости потерь на возбуждение ( $s$ ) и переменная потеря ( $p$ ), отнесенные к номинальным потерям, от частоты для различных моментов нагрузки. Графики построены для двигателя А91-2 ( $P_n = 100$  квт), работающего в режиме минимальных потерь. Из приведенных на рис. 1 графиков, следует, что, за исключением нескольких точек, потери на возбуждение не равны переменным потерям, причем различие тем больше, чем ниже частота и выше момент нагрузки. При малых моментах и пониженных частотах наблюдаются режимы, в которых потери на возбуждение равны переменным потерям. Следовательно, в этих случаях машина работает с минимумом потерь и с максимально возможным к. п. д.

Выясним, при каких значениях момента нагрузки регулирование потока в режиме минимальных потерь должно производиться в нелинейной зоне и какова тенденция изменения потока по мере снижения частоты.

Универсальная характеристика холостого хода линейна до значения  $\varphi_0 \approx 0,6 \frac{1}{\varphi_n}$  и выражается на этом участке зависимостью  $i_\mu = 0,864 \varphi \frac{\varphi_n}{i_{\mu n}}$  (рис. 2).

Границное значение момента, разделяющего линейную и нелинейную области регулирования потока, для каждого данного двигателя можно найти на основании уравнения (9), зная значение потока, ограничивающего линейный участок характеристики холостого хода:

$$\mu_0 = \varphi_0^2 \sqrt{\frac{\sigma'_1(\alpha)}{p_1}} = \varphi_0^2 \sqrt{\frac{a_{c,r}\alpha + a_{c,v}\alpha^2 + a_{30}k^2}{a_{31} + a_{32}}} \quad (13)$$

Очевидно, что при  $\mu < \mu_0$  поток регулируется в линейной зоне характеристики намагничивания, а при  $\mu > \mu_0$  — в нелинейной зоне.

При  $\varphi_0 = 0,58 \frac{1}{\varphi_n}$ ,  $k^2 = 0,743 \frac{\varphi_n^2}{i_{\mu n}^2}$  и средних зна-

чениях коэффициентов  $a_i$ ,  $\varphi_n$  и  $i_{\mu n}$ , указанных выше,  $\mu_0$  при  $\alpha = 1$  лежит в пределах от 0,24 до 0,29, а при  $\alpha = 0$  — в диапазоне от 0,06 до 0,12.

Используя равенство (13), можно также найти частоту, при которой граничный момент окажется

равным номинальному. Значение этой частоты равно:

$$a'_1 = \frac{-a_{c,r} + \sqrt{a_{c,r}^2 + 4a_{c,v}\left[(a_{31} + a_{32})\frac{1}{\varphi_0^4} - a_{30}k^2\right]}}{2a_{c,v}}. \quad (14)$$

Численные значения  $a'_1$  лежат в пределах от 9,5 до 5,3. Такое повышение частоты практически не может быть допущено.

Эти подсчеты показывают, что двигатель в режиме минимальных потерь в широкой и наиболее вероятной зоне нагрузок и частот работает с потоком выше номинального, причем поток должен возрастать по мере снижения частоты и уменьшаться с увеличением частоты выше номинальной.

Следует отметить, что регулирование скорости вращения двигателя посредством изменения частоты выше номинальной практически может быть использовано в незначительном диапазоне изменения частоты и при постоянной мощности, при которой момент убывает гиперболически с ростом скорости. Поэтому в этом случае при  $\alpha > 1$  наиболее вероятна работа двигателя в режиме минимальных потерь с потоком, регулируемым в линейной зоне характеристики намагничивания.

Закон регулирования потока в нелинейной зоне характеристики намагничивания, обеспечивающий минимум потерь, может быть найден путем решения уравнения (5), например, графоаналитическим методом.

На рис. 3 в качестве примера изображены зависимости оптимальной величины потока  $\Phi_{\text{опт}}$ , определяющей минимум потерь, от момента нагрузки  $\mu$  для различных частот. Кривые получены в результате графического решения уравнения (5) для двигателя А91-2 с использованием универсальной характеристики холостого хода. Из приведенных на рис. 3 графиков следует, что при фиксированном моменте нагрузки оптимальная величина потока возрастает по мере снижения

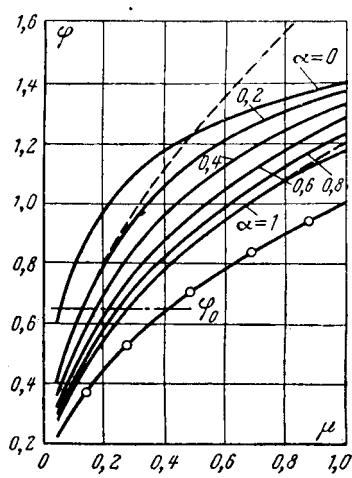


Рис. 3. Зависимости потоков от момента нагрузки  $\mu$  для различных частот и различных зонах управления.

—  $\Phi_{\text{опт}}$ ; — — — при управлении двигателем согласно уравнению (9); — — — 0 — — — же по выражению (16'); — — — граница линейной зоны.

частоты; при  $\mu \approx 0,6 \div 1$  оптимальный поток выше номинального для всех  $\alpha \leq 1$ ; при  $\mu \approx 0,2 \div 0,6$  поток двигателя в режиме минимальных потерь хотя и меньше номинального, но регулируется в нелинейной зоне характеристики намагничивания.

На основании изложенного можно утверждать, что в режиме минимальных потерь при всех частотах, исключая  $\alpha > 1$ , и нагрузках практически от холостого хода до номинальной и выше двигатель должен работать с потоком, большим номинального, или, по крайней мере, с потоком, регулируемым на нелинейном участке кривой намагничивания, причем по мере снижения частоты величина потока возрастает.

Необходимость увеличения потока для обеспечения минимума потерь обусловлена прежде всего типичным соотношением между коэффициентами переменных потерь и потерь на возбуждение (характерным является  $P_1 > P'_1$ , так как стандартные двигатели обычно имеют максимум к. п. д. при  $\mu \approx 0,7 \div 0,8$ ) и зависимостью коэффициента потерь в стали от частоты. При данном моменте нагрузки средством уменьшения переменных потерь, обычно преобладающих, является увеличение потока.

С увеличением потока переменные потери убывают весьма интенсивно вследствие уменьшения рабочего тока. Однако чрезмерное увеличение потока приводит к столь же резкому возрастанию тока намагничивания, следовательно, и потерь на возбуждение. Общие потери вновь возрастают.

При некотором повышенном значении потока наблюдается режим минимальных потерь, когда ни один из видов потерь не является преобладающим. В этом режиме у машины с линейной характеристикой намагничивания переменные потери равны потерям на возбуждение, а с нелинейной — обычно переменные больше потерь на возбуждение (рис. 1). Лишь при малых моментах и частотах, близких к номинальным, наблюдается обратное соотношение потерь.

Минимум потерь по мере снижения частоты перемещается в область больших значений потока, поскольку при убывающем коэффициенте потерь в стали преобладание потерь на возбуждение проявится лишь при соответственно увеличенном потоке.

Общий характер зависимости потерь от потока иллюстрируется графиками на рис. 4, где представлено семейство зависимостей относительных электромагнитных потерь  $\Delta P_{\text{эм}} = \frac{\Delta P_{\text{эм}}}{\Delta P_n}$  двигателя A91-2 от относительной величины потока для различных моментов нагрузки и частот. Графики рассчитаны с учетом нелинейности характеристики намагничивания.

При данном моменте нагрузки потери убывают по мере снижения частоты за счет уменьшения коэффициента потерь в стали. Слева от точек минимума потерь все кривые, соответствующие данному моменту нагрузки, асимптотически приближаются к кривой  $\alpha=1$ , так как при малых потоках потери на возбуждение ничтожны и преобладают переменные потери. Справа от минимума графики расходятся веерообразно, так как при больших потоках преобладают потери на возбуждение, кото-

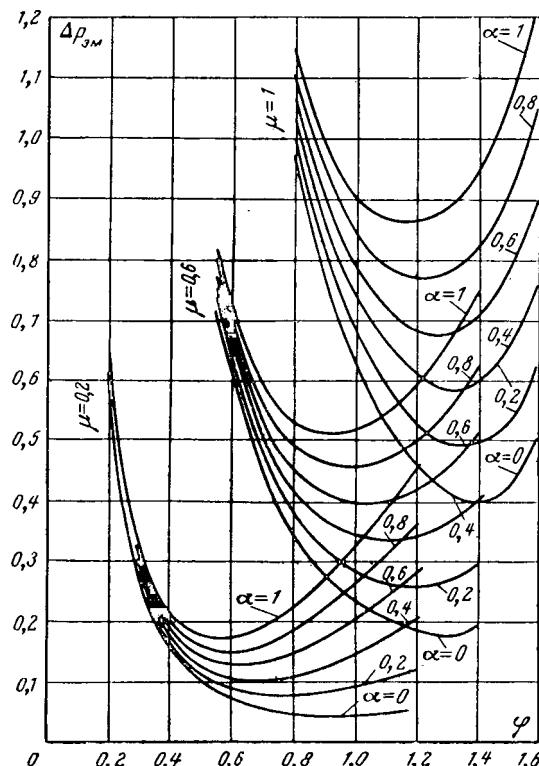


Рис. 4. Зависимости относительных электромагнитных потерь асинхронного двигателя от потока для различных нагрузок и частот.

рые по мере снижения частоты убывают. В остальном графики наглядно подтверждают положения, высказанные выше. Зависимости, представленные на рис. 4, показывают, что минимум потерь машины при регулировании потока выражен достаточно резко, что подтверждает правомерность и практическую значимость исследования и использования режима минимальных потерь.

Из приведенных на рис. 4 кривых следует, что потери двигателя A91-2 возрастают на 5% по отношению к минимальным потерям при отклонении потока от оптимального значения на  $\pm (10 \div 15) \%$ , причем меньшие значения потока соответствуют низким частотам. Можно ожидать, что и для других стандартных машин указанный порядок цифр сохранится. Таким образом, практический минимум потерь (в отличие от математического) располагается в зоне малых отклонений потока от оптимального.

Из характера изменения потока в режиме минимальных потерь следует, что в этом режиме перегрузочная способность двигателя выше номинальной при произвольном значении нагрузки и по мере снижения частоты возрастает. Недостатком режима минимальных потерь является некоторое уменьшение  $\cos \varphi$  и сложность реализации этого режима.

Выше при анализе условий, определяющих минимум потерь, не учитывались механические и дополнительные потери, поскольку объектом исследования был электромагнитный к. п. д.

Можно показать, что условие минимума полных потерь двигателя при данных моментах и частоте совершенно идентично случаю электромагнитных

величин. Одинаковыми оказываются и свойства режимов минимальных потерь двигателя с насыщенной магнитной цепью.

Но условия обеспечения наибольшего механического к. п. д., допустимого для данной машины, иные, чем для электромагнитного к. п. д. Первые два условия (указанные выше) совпадают; третье условие при положительных  $\alpha$  не выполняется, следовательно, механический к. п. д. тем больше, чем выше частота.

Второе условие максимума при данной частоте имеет своим решением некоторую величину момента, при котором, однако, переменные потери не равны сумме механических потерь и потерь на возбуждение. Лишь принимая момент на валу двигателя, равным электромагнитному, можно получить второе условие максимума механического к. п. д., идентичное выражению (7).

Законы управления, определяемые условием (5) минимума потерь, находятся лишь как зависимости потока двигателя от момента нагрузки и частоты. Но зная величину потока, нетрудно найти соответствующую ей э. д. с. двигателя; например при регулировании потока в линейной зоне на основании уравнения (9) получим закон оптимального регулирования э. д. с. при произвольном значении момента и частоты:

$$\frac{E_1}{E_{1n}} = \alpha \sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma'_1(\alpha)}} \sqrt{\mu}. \quad (15)$$

Для двигателей большой мощности при малом диапазоне изменения частоты, когда можно пренебречь активным сопротивлением статора, закон регулирования э. д. с. практически является законом регулирования напряжения.

Представляет интерес сопоставление минимальных потерь двигателя с его потерями при других законах управления, встречающихся в теории и практике. На основании такого сравнения можно судить о степени приближения исследуемого закона к оптимальному и о целесообразности применения управления по минимуму потерь.

Возрастание потерь относительно минимальных характеризуется величиной отклонения потока от оптимального значения: чем меньше или больше поток по сравнению с оптимальным, тем больше потери, причем по мере удаления от него они возрастают более резко.

Сравним три закона частичного управления асинхронным двигателем:

$$\frac{E_1}{E_{1n}} = \frac{f_1}{f_{1n}} \sqrt{\frac{M}{M_n}} \quad (16)$$

или в относительных величинах

$$\varphi = \sqrt{\mu}, \quad (16')$$

рекомендуемый в качестве оптимального [Л. 1];

закон оптимального управления (9), не учитывающий насыщения магнитной цепи двигателя;

закон оптимального регулирования потока, определяемый условием (5) и учитывающий нелинейность характеристики намагничивания [приближенным выражением этого закона является формула (12)].

В пределах линейной зоны характеристики намагничивания можно провести аналитическое сравнение законов. Здесь отношение электромагнитных потерь при управлении двигателем в соответствии с уравнениями (16) и (15) равно:

$$\frac{\Delta P}{\Delta P_{\min}} = \frac{\rho_1 + \sigma'_1(\alpha)}{2\sqrt{\rho_1 \sigma'_1(\alpha)}}. \quad (17)$$

Расчеты показывают, что величина этого отношения равна:

$$\frac{\Delta P}{\Delta P_{\min}} \approx 1,1 \div 1,13 \text{ при } \alpha = 1$$

и

$$\frac{\Delta P}{\Delta P_{\min}} \approx 3,2 \div 2,2 \text{ при } \alpha = 0.$$

Следовательно, управление по формуле (16) на линейном участке характеристики намагничивания в отношении потерь при понижении частоты резко отличается от управления по минимуму потерь.

Сравнение законов управления двигателем с насыщенной магнитной цепью проведем на примере двигателя А91-2. На рис. 3 приведены зависимости потока от момента и частоты для этого двигателя, рассчитанные на основе графического решения уравнения (5) и по формулам (9) и (16'). Из графиков следует, что по мере увеличения момента нагрузки и снижения частоты необходимо устанавливать в соответствии с выражением (9) поток, все более превышающий оптимальный. Наоборот, при управлении двигателем по уравнению (16') поток все время будет меньше оптимального.

То, что законы (9) и (16') не являются оптимальными в отношении потерь, показывает также сопоставление их с приближенной формулой (12). Из этой формулы следует, что для обеспечения минимума потерь поток при  $\Phi_{opt} > 1$  нужно регулировать не пропорционально  $\sqrt{\mu}$ , как это показывают уравнения (9) и (16'), а по более сложному закону.

На основании сравнения графиков, изображенных на рис. 3, можно ожидать, что по мере увеличения момента нагрузки и снижения частоты потери двигателя при управлении по уравнениям (9) и (16') будут зна-

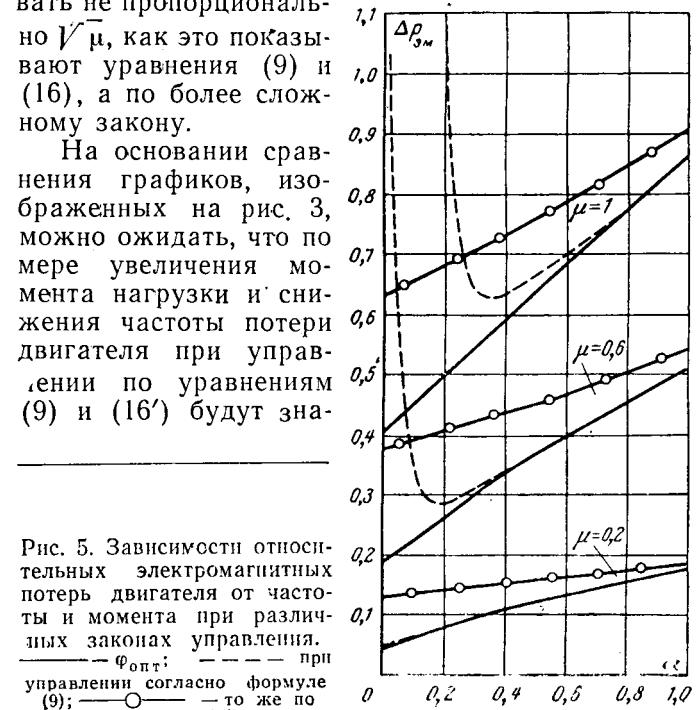


Рис. 5. Зависимости относительных электромагнитных потерь двигателя от частоты и момента при различных законах управления.  
— ф. опт.; — при управлении согласно формуле (9); — то же по формуле (16');

чительно превышать минимальные. Это подтверждают зависимости относительных электромагнитных потерь двигателя А91-2 от частоты и момента нагрузки, изображенные на рис. 5. Из приведенных на рис. 5 характеристик видно, что если не учитывать нелинейность характеристики намагничивания, закон (9) приводит при малых частотах к резкому насыщению стали и интенсивному возрастанию потерь. Однако в зоне  $\alpha \geq 0,4$  потери при управлении по уравнению (9) мало отличаются от минимальных.

Закон (16') не учитывает реального соотношения между коэффициентами потерь в стали и переменных потерь, а также зависимости первого коэффициента от частоты. Вследствие этого при управлении по нему поток оказывается сильно заниженным, а потери намного превышают минимальные.

Рассмотренное сопоставление показывает, что при расчете оптимального закона управления двигателем по минимуму потерь необходимо учитывать нелинейность характеристики намагничивания и зависимость коэффициента потерь в стали от частоты. Если эти факторы не учитывать, то потери при низких частотах будут в 1,5—2 раза превышать минимальные.

Ближе к оптимальному оказывается тот закон управления, который обеспечивает больший поток, но не выше чем на 15—20% по сравнению с потоком, соответствующим оптимальному закону управления.

Хорошим приближением к оптимальному является такое управление, при котором для  $\mu=1$  поток устанавливается в соответствии с выражением (5), а при изменении момента для данной фиксированной частоты поток регулируется пропорционально  $\sqrt{\mu}$ .

Практически реализация управления по минимуму потерь сопряжена с некоторыми трудностями. В развернутом виде условие минимума потерь может быть записано так:

$$2\sigma_2(\alpha)\varphi + a_{\sigma_0} \frac{\partial\Psi(\varphi)}{\partial\varphi} - p_2 \frac{\mu^2}{\varphi^3} = 0. \quad (18)$$

Для достижения минимума потерь нужно, чтобы система управления автоматически и непрерывно осуществляла контроль за выполнением условия (18). Для этого система должна выполнять математические операции, определяемые этим равенством, т. е. содержать в себе вычислительное устройство.

Вариант блок-схемы статической системы управления по минимуму потерь изображен на рис. 6. Командный сигнал  $U_3$  подается одновременно на вход регулятора напряжения ( $RH$ ) и через функциональный преобразователь ( $\Phi P$ ), — в частном случае просто через делитель, — на вход регулятора частоты ( $P\chi$ ), действующих на соответствующие цепи преобразователя частоты ( $P\chi$ ). Цепь регулирования напряжения содержит в цепи обратной связи решающее устройство ( $PY$ ). На вход последнего поступают два сигнала, пропорциональные частоте статора и электромагнитному моменту двигателя. Решающее устройство производит автоматически и непрерывно решение уравнения (18), например, методом подбора корней. Выходной сигнал устройства пропорционален потоку  $\Phi_{opt}$ , т. е.

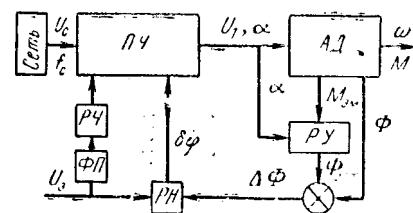


Рис. 6. Блок-схема системы, реализующей управление по минимуму потерь.

величине, удовлетворяющей уравнению (18). Оптимальный поток сравнивается с действительным, и их разность подается на вход регулятора напряжения.

Поскольку высокой точности решения уравнения (18) не требуется (достаточна точность 15—20%), то можно использовать наиболее простые решающие устройства.

Система может быть построена также по принципу определения минимума активной мощности при данных частоте и моменте нагрузки с воздействием на напряжение двигателя.

На основании изложенного можно прийти к следующим выводам.

Единственным условием работы с минимальными потерями асинхронного двигателя, имеющего нелинейную характеристику намагничивания при произвольной частоте и моменте нагрузки, является равенство абсолютных значений производных по потоку от потерь на возбуждение и переменных потерь. Это же условие определяет и закон регулирования потока.

Если двигатель работает при минимуме потерь на нелинейном участке характеристики намагничивания, то его потери на возбуждение не равны переменным потерям, к. п. д. меняется в зависимости от нагрузки, хотя и остается максимальным для данных частоты и момента нагрузки.

В режиме минимальных потерь регулирование потока в пределах линейной части характеристики намагничивания осуществляется в зоне нагрузок холостого хода ( $\mu < 0,3$  при  $\alpha = 1$ ) двигателя, особенно при низких частотах ( $\mu < 0,12$  при  $\alpha = 0$ ).

В широкой и наиболее вероятной зоне нагрузок и частот двигатель работает в режиме минимальных потерь с потоком выше номинального; поток возрастает по мере снижения частоты и уменьшается с увеличением частоты выше номинальной.

В режиме минимальных потерь по мере снижения частоты перегрузочная способность двигателя и абсолютная жесткость его механических характеристик возрастают.

Практический минимум потерь, отличающийся от математического на 5%, располагается в достаточно узком интервале (10—15%) отклонений потока от оптимального.

При расчете оптимального закона управления по минимуму потерь необходимо учитывать нелинейность характеристики намагничивания и зависимость коэффициента потерь в стали от частоты. Если эти факторы не учитывать, то потери при малых частотах могут в 1,5—2 раза превышать минимальные.

# К вопросу частотного управления асинхронными двигателями

Канд. техн. наук, доц. Г. Г. РЕКУС,  
канд. техн. наук М. Т. ЧИРКОВ и инж. А. И. БЕЛОУСОВ  
Москва

Частотное управление асинхронным двигателем может осуществляться различными способами:  $U_1 = U_{1n} = \text{пост.}$ ;  $U_1/f_1 = \text{пост.}$ ;  $\frac{U_1}{U_{1n}} = \frac{f_1}{f_{1n}} \sqrt{\frac{M}{M_n}}$  [Л. 1].

Однако опыт показывает, что при прочих равных условиях нельзя полностью отдать предпочтение какому-либо из них. Применение того или иного способа управления определяется конкретными условиями работы электропривода.

Важно выяснить, как будет работать асинхронный двигатель при разных способах управления напряжением и определить наилучшие условия его работы с точки зрения к. п. д. и нагрева в каждом конкретном случае.

Запишем уравнение установившегося превышения температуры обмотки статора асинхронного электродвигателя, исходя из структуры потерь в нем [Л. 3]:

$$\tau_\infty = \frac{\sigma}{B_0} [\Delta P_{\sigma 1} + k_p \Delta P_{\sigma 2} + k_m (\Delta P_{ct} + \Delta P_{dob})], \quad (1)$$

где  $\sigma$  — коэффициент, характеризующий степень изменения теплоотдачи асинхронного двигателя с изменением скорости вращения;

$B_0$  — теплоотдача неподвижного асинхронного двигателя;

$\Delta P_{\sigma 1}$  — потери в меди статора двигателя, соответствующие заданной нагрузке;

$\Delta P_{\sigma 2}$  — потери в меди ротора при заданной нагрузке;

$\Delta P_{ct}$  — суммарные потери в стали на гистерезис и вихревые токи;

$\Delta P_{dob}$  — добавочные потери в двигателе;

$k_p$  и  $k_m$  — коэффициенты, учитывающие долю потерь в меди ротора и в стали статора и участвующих в нагреве обмотки статора асинхронного двигателя.

Значения потерь, входящих в выражение (1), с достаточной для практики точностью могут быть определены исходя из основной схемы замещения асинхронного электродвигателя при частотном управлении [Л. 1].

При этом пренебрегая сопротивлением, учитывающим потери в стали, а также коэффициентами рассеяния статора и ротора, что в данном случае допустимо ввиду незначительности реактивных сопротивлений статора и ротора в сравнении с индук-

тивным сопротивлением намагничивающего контура, джоулевы потери в обмотках статора и ротора и потери в стали двигателя с учетом [Л. 1] запишем в виде выражений:

$$\Delta P_{\sigma 1} = m_1 \gamma^2 r_1 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (2)$$

$$\Delta P_{\sigma 2} = m_1 \gamma^2 r'_2 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (3)$$

$$\Delta P_{ct} = \frac{k_{ct\alpha}}{c_1^2 f_{1n}} \gamma^2 \alpha \left( x'^2_2 + r'^2_2 - \frac{1}{\beta^2} \right) A_{(\alpha, \beta)}, \quad (4)$$

где  $\gamma = \frac{U_1}{U_{1n}}$  — относительное напряжение на зажимах двигателя, равное отношению напряжения к номинальному его значению;

$r_1, r'_2, x_1, x'_2$  — параметры схемы замещения асинхронного двигателя;

$\alpha = \frac{f_1}{f_{1n}}$  — относительная частота напряжения, подводимого к двигателю, равная отношению частоты к номинальному ее значению;

$\beta = \frac{f_2}{f_{1n}}$  — относительная частота тока ротора, равная отношению частоты ротора к номинальной частоте;

$c_1$  — коэффициент пропорциональности между током и магнитным потоком двигателя;

$k_{ct\alpha} = (k_r + k_b f_{1n} \alpha)$  — коэффициент, характеризующий потери в стали,  $k_r$  и  $k_b$  — коэффициенты потерь на гистерезис и вихревые токи при номинальном режиме работы двигателя;

$$A_{(\alpha, \beta)} = \frac{U_{1n}^2}{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2 \alpha^2 + \left( \alpha \frac{r'_2}{\beta} \right)^2 + 2r_1 \frac{r'_2}{\beta} \alpha}$$

— коэффициент, зависящий от относительной частоты статора и ротора.

В результате подстановки уравнений (2) — (4) в формулу (1) определим установившееся превышение температуры обмотки статора асинхронного двигателя при частотном управлении:

$$\tau_{\infty\alpha} = \frac{\sigma}{B_0} m_1 \gamma^2 A_{(\alpha, \beta)} \left[ r_1 + k_p r'_2 + \frac{k_m k_{ct\alpha}}{m_1 c_1^2 f_{1n}} \alpha \left( x'^2_2 + \frac{r'^2_2}{\beta^2} \right) + \frac{k_m \Delta P_{dob}}{m_1 \gamma^2 A_{(\alpha, \beta)}} \right]. \quad (5)$$

## Литература

- Булгаков А. А., Законы экономичного регулирования электрических машин, «Электричество», 1956, № 10.
- Петров Ю. П., Оптимальное управление электроприводом, Госэнергоиздат, 1961.
- Архангельский Б. И., Аналитическое выражение кривой намагничивания электрических машин, «Электричество», 1950, № 3.

[14.3.1966]

Выражение (5) позволяет произвести анализ влияния отдельных факторов на нагрев асинхронного двигателя при различных способах частотного регулирования.

Определим характер изменения длительного установившегося превышения температуры обмотки статора асинхронного двигателя при частотном управлении по закону

$$\gamma = \alpha \sqrt{\frac{M}{M_n}} = \alpha \sqrt{m}, \quad (6)$$

где  $M$ ,  $M_n$  — соответственно текущее и номинальное значения момента на валу, при котором  $\beta = \beta_n = \text{пост.}$  [Л. 1].

С этой целью в выражение (5) подставим значение относительного напряжения  $\gamma$  из формулы (6). В результате с учетом [Л. 2] получим:

$$\begin{aligned} \tau_\infty &= \frac{\sigma M}{B_0 M_n} [\Delta P_{\text{г.н}} + k_p \Delta P_{\text{в.н}} + \\ &+ k_m (\alpha \Delta P_{\text{г.н}} + \alpha^2 \Delta P_{\text{в.н}} + \Delta P_{\text{доб.н}})], \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\Delta P_{\text{г.н}}$  — потери на гистерезис при номинальном режиме;

$\Delta P_{\text{в.н}}$  — потери на вихревые токи при номинальном режиме;

$\Delta P_{\text{доб.н}}$  — номинальные добавочные потери в двигателе.

Формулу для определения длительного превышения температуры обмоток двигателя при частотном управлении с постоянным потоком, т. е. при

$$\frac{U_1}{U_{1n}} = \frac{f_1}{f_{1n}} = \alpha \quad (8)$$

или, что то же самое, в относительных единицах при

$$\gamma = \alpha \quad (9)$$

также можно получить в результате подстановки в выражение (5) вместо относительного напряжения  $\gamma$  относительной частоты  $\alpha$  согласно выражению (9):

$$\begin{aligned} \tau_\infty &= \frac{\sigma}{B_0} m_1 \alpha^2 A_{(\alpha, \beta)} \left[ r_1 + k_p r'_2 + \frac{k_m k_{\text{ст}\alpha}}{m_1 c_1^2 f_{1n}} \alpha \left( x'^2_2 + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{r'^2_2}{\beta^2} \right) + \frac{k_m \Delta P_{\text{доб}}}{m_1 \alpha^2 A_{(\alpha, \beta)}} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

При управлении по способу (9) относительная частота ротора согласно [Л. 1] не остается постоянной, а с изменением частоты подводимого напряжения с учетом принятых в формулах (2) — (4) допущений меняется в соответствии с следующим выражением:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{r'_2}{r_1^2 + (x_1 + x'^2_2)^2 \alpha^2} \left[ \left( \frac{m_1 U_n^2}{2 \cdot 9,81 \omega_{1n}} \cdot \frac{\alpha^2}{M} - r_1 \alpha \right) - \right. \\ &- \left. \sqrt{\left( \frac{m_1 U_n^2}{2 \cdot 9,81 \omega_{1n}} \cdot \frac{\alpha^2}{M} - r_1 \alpha \right)^2 - [r_1^2 + (x_1 + x'^2_2)^2 \alpha^2]} \alpha^2 \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

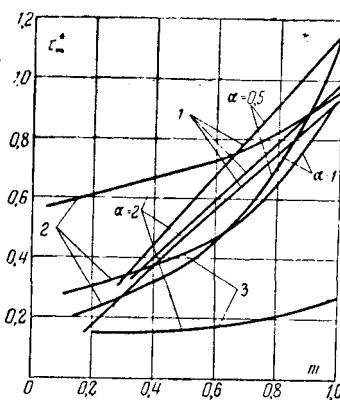


Рис. 1. Зависимости относительного длительного превышения температуры обмотки статора от относительного момента на валу двигателя A51-4 при различных способах управления.

1 —  $\gamma = \alpha \sqrt{m}$ ; 2 —  $\gamma = \alpha$ ; 3 —  $\gamma = 1$ .

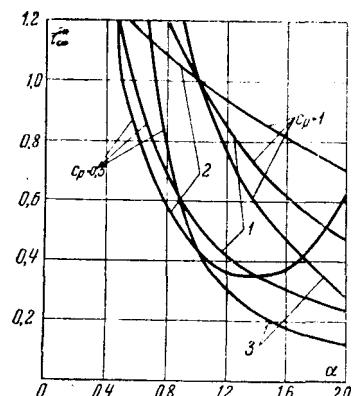


Рис. 2. Зависимости относительного длительного превышения температуры обмотки статора двигателя A51-4 от относительной частоты при различных относительных мощностях и различных способах управления.

1 —  $\gamma = \alpha \sqrt{m}$ ; 2 —  $\gamma = \alpha$ ; 3 —  $\gamma = 1$ .

Выражение для длительного превышения температуры при частотном управлении с неизменным напряжением, т. е. при

$$U_1 = U_{1n} = \text{пост.} \quad (\gamma = 1) \quad (12)$$

может быть получено аналогичным образом:

$$\begin{aligned} \tau_\infty &= \frac{\sigma}{B_0} m_1 A_{(\alpha, \beta)} \left[ r_1 + k_p r'_2 + \frac{k_m k_{\text{ст}\alpha}}{m_1 c_1^2 f_{1n}} \times \right. \\ &\times \left. \alpha \left( x'^2_2 + \frac{r'^2_2}{\beta^2} \right) + \frac{k_m \Delta P_{\text{доб}}}{m_1 A_{(\alpha, \beta)}} \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

В этом случае относительная частота ротора с учетом принятых выше допущений будет изменяться в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{r'_2}{r_1^2 (x_1 + x'^2_2)^2 \alpha} \left[ \left( \frac{m_1 U_n^2}{2 \cdot 9,81 \omega_{1n}} \cdot \frac{1}{M} - r_1 \alpha \right) - \right. \\ &- \left. \sqrt{\left( \frac{m_1 U_n^2}{2 \cdot 9,81 \omega_{1n}} \cdot \frac{1}{M} - r_1 \alpha \right)^2 - [r_1^2 + (x_1 + x'^2_2)^2 \alpha^2]} \alpha^2 \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Формулы (7), (10) и (13) позволяют получить зависимости длительных превышений температуры в функции частоты подводимого напряжения и момента. При этом значения тепловых параметров, соответствующих заданной скорости вращения двигателя, определяются по их значениям, соответствующим номинальной или синхронной скорости вращения, найденным из [Л. 4 и 5], а значения относительной частоты ротора — по формулам (11) и (14).

На рис. 1 представлены зависимости относительного длительного превышения температуры обмотки статора в функции относительного момента на

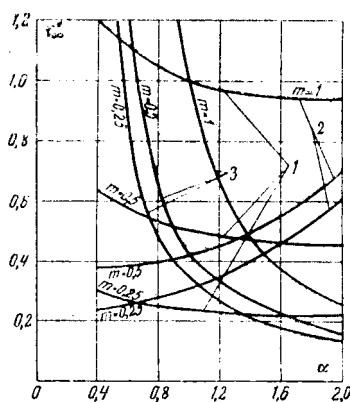


Рис. 3. Зависимости относительного длительного превышения температуры обмотки статора двигателя А51-4 от относительной частоты при различных относительных моментах и различных способах управления.

1 —  $\gamma = \alpha \sqrt{m}$ ; 2 —  $\gamma = a$ ;  
3 —  $\gamma = 1$ .

валу асинхронного двигателя типа А51-4. Этот двигатель имеет следующие номинальные данные:  $P_n = 4,5 \text{ квт}$ ;  $U_{1n} = 220/380 \text{ в}$ ;  $n_n = 1,440 \text{ об/мин}$ ;  $I_{1n} = 17/9,9 \text{ а}$ ;  $\eta_n = 0,85$ ;  $\cos \varphi_n = 0,85$ ;  $\lambda_m = 2,0$ ;  $\Delta P_{\text{э1н}} = 318 \text{ вт}$ ;  $\Delta P_{\text{э2н}} = 240 \text{ вт}$ ;  $\Delta P_{\text{ст.н}} = 148 \text{ вт}$ ;  $\Delta P_{\text{мех.н}} = 47 \text{ вт}$ ;  $\Delta P_{\text{доб.н}} = 26 \text{ вт}$ ;  $r_1 = 1,2 \text{ ом}$ ;  $r'_2 = 0,88 \text{ ом}$ ;  $x_1 = 2,62 \text{ ом}$ ;  $x'_2 = 3,57 \text{ ом}$ ;  $x_0 = 60 \text{ ом}$ ; тепловые параметры, соответствующие синхронной скорости [Л. 4 и 5]:

$$\sigma_c = 0,27; k_{p.c} = 0,45; k_{m.c} = 0,69; \beta_0 = 2,34 \text{ вт/}^{\circ}\text{C}.$$

На рис. 2 представлены зависимости длительного превышения температуры в функции частоты подводимого напряжения для различных относительных значений мощности  $c_p = P/P_n$  двигателя, а на рис. 3 — аналогичные зависимости для различных относительных моментов нагрузки на валу двигателя типа А51-4.

При расчете длительных превышений температуры значения  $\beta$ , входящие в формулы (10) и (13), определялись по формулам (11) и (14).

Выясним теперь характер изменения к. п. д. двигателя при рассматриваемых способах регулирования частоты.

Коэффициент полезного действия асинхронного двигателя в общем случае может быть записан в виде следующего выражения:

$$\eta = \frac{\frac{n_1}{0,975}(\alpha - \beta)M}{\frac{n_1}{0,975}(\alpha - \beta)M + \Delta P_{\text{э1}} + \Delta P_{\text{э2}} + \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{доб}}}, \quad (15)$$

где  $n_1$  — синхронная скорость вращения двигателя.

При частотном управлении по способу (6) электрические потери в двигателе, входящие в выражение (15), с учетом (2) — (4) и (6) могут быть представлены через номинальные потери в следующем виде:

$$\Delta P_{\text{э1}} = \Delta P_{\text{э1н}} \frac{\gamma^2}{\alpha^2}; \quad (16)$$

$$\Delta P_{\text{э2}} = \Delta P_{\text{э2н}} \frac{\gamma^2}{\alpha^2}; \quad (17)$$

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{стн}} \frac{\gamma^2}{\alpha^2}; \quad (18)$$

При частотном управлении с постоянным магнитным потоком  $\Phi = \Phi_n = \text{пост.}$  ( $\gamma = a$ ) эти потери могут быть записаны соответственно в виде:

$$\Delta P_{\text{э1}} = m_1 \alpha^2 r_1 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (19)$$

$$\Delta P_{\text{э2}} = m_1 \alpha^2 r'_2 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (20)$$

$$\Delta P_{\text{ст}} = \frac{k_{\text{ст}\alpha} \alpha^3}{c_1^2 f_{1n}} \left( x_2'^2 + \frac{r'_2}{\beta^2} \right) A_{(\alpha, \beta)}. \quad (21)$$

Аналогичным образом могут быть представлены указанные потери при частотном управлении при  $U_1 = U_{1n} = \text{пост.}$  ( $\gamma = 1$ ):

$$\Delta P_{\text{э1}} = m_1 r_1 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (22)$$

$$\Delta P_{\text{э2}} = m_1 r'_2 A_{(\alpha, \beta)}; \quad (23)$$

$$\Delta P_{\text{ст}} = \frac{k_{\text{ст}\alpha} \alpha}{c_1^2 f_{1n}} \left( x_2^{12} + r_2^{12} \frac{1}{\beta^2} \right) A_{(\alpha, \beta)}. \quad (24)$$

В соответствии с выражениями (16) — (24) на рис. 4 представлены зависимости относительных значений к. п. д. в функции относительного момента при частотах 25, 50 и 100 гц для асинхронного двигателя типа А51-4.

Полученные расчетные зависимости подтверждаются и экспериментальными данными (рис. 5).

В результате анализа проведенных исследований приходим к выводу, что при частотном управлении асинхронным электродвигателем при частотах, меньших номинальной частоты, т. е. при  $\alpha < 1$  и изменении момента на валу двигателя в диапазоне от  $M_n$  приблизительно до  $0,4 M_n$  наиболее благоприятным с точки зрения к. п. д. и нагрева является работа двигателя с постоянным значением потока, т. е. при  $\gamma = a$ .

При нагрузке на валу менее  $0,4 M_n$  при  $\alpha < 1$  более экономичным является управление по закону  $\gamma = a \sqrt{m}$ . При этом длительное превышение температуры оказывается меньше, чем при управлении по закону  $\gamma = a$ .

Что касается управления по закону  $U_1 = U_{1n} = \text{пост.}$ , то в указанном диапазоне частот этот режим является самым неблагоприятным как с точки зрения к. п. д., так и нагрева. При этом оказывается, что при работе двигателя с номинальной нагрузкой и

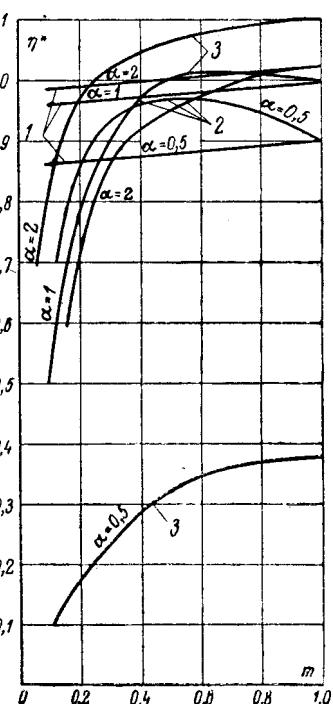


Рис. 4. Зависимости относительных значений к. п. д. от относительного момента двигателя А51-4 при различных относительных частотах и различных способах управления.

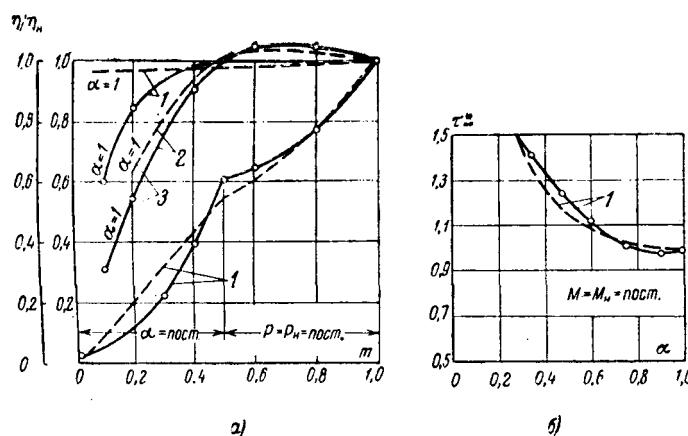


Рис. 5. Зависимости относительного длительного превышения температуры обмотки статора двигателя АЛ42/4.  
 $a = P = P_n = \text{пост.}$ ,  $\alpha = \text{пост. и к. п. д. при } \gamma = aV_m; \gamma = a; \gamma = 1$ ;  $b = M = M_n = \text{пост. при } \gamma = aV_m$ .  
— опыт; —— расчет.

$\alpha = 0,5$  установившийся перегрев температуры оказывается равным восьмикратному номинальному значению, а при  $M = 0,5$  при той же частоте — пятикратному.

При частотном управлении «вверх», т. е. при работе асинхронного двигателя с  $\alpha > 1$  наиболее экономичным и наиболее благоприятным с точки зрения нагрева является режим  $U_1 = U_{1n} = \text{пост.}$

Однако этот режим практически рекомендуется для электроприводов, у которых нет необходимости иметь постоянный запас момента по опрокидыванию, поскольку с увеличением частоты питающего

напряжения критический момент асинхронного двигателя будет уменьшаться приблизительно пропорционально квадрату относительной частоты статора, т. е.  $\alpha^2$ .

В то же время при работе с  $\alpha > 1$  при изменении напряжения по закону  $\gamma = aV_m$  асинхронный двигатель имеет больший к. п. д. и меньший нагрев, чем при работе с постоянным магнитным потоком ( $\gamma = a$ ).

Таким образом, проведенные исследования свидетельствуют о том, что закон регулирования напряжения  $\gamma = aV_m$  (в том числе уточненный его вариант) при частотном управлении не всегда может оказаться оптимальным для реальных асинхронных машин, выпускаемых в настоящее время промышленностью.

#### Литература

- Булгаков А. А., Частотное управление асинхронными электродвигателями, Изд-во АН СССР, 1955.
- Рекус Г. Г., Чирков М. Т. и Веремий А. Н., О пределах регулирования и выборе мощности синхронного генератора при частотном управлении, Изв. вузов, Электромеханика, 1964, № 11.
- Рекус Г. Г. и Чирков М. Т., Система привода черпаковой цепи драги с автономным электроснабжением, сб. «Электропривод и автоматизация драг», Изд-во Госкомитета по электротехнике, М., 1965.
- Некрасов О. А. и Шевченко В. В., Нагревание асинхронных машин при стационарном тепловом режиме, Труды МЭИ, вып. XXII, Электрификация промышленных предприятий и транспорта, Госэнергоиздат, 1956.
- Суйский П. А., К расчету нагрева асинхронных машин по методу эквивалентных греющих потерь, «Вестник электропромышленности», 1963, № 7.

[11.12.1965]



УДК 621.313.323:62-573

## Исследование пуска синхронного двигателя с подключенным выпрямителем

И. А. ЗБОРОВСКИЙ и Н. С. МАЛЕВИНСКАЯ

Уральский политехнический институт

**Постановка задачи.** При пуске и синхронизации синхронного двигателя, когда обмотка возбуждения замкнута на выпрямитель, в отдельные интервалы времени из-за вентильного эффекта обмотка ротора размыкается. Это приводит к появлению напряжения, опасного для вентилей и обмотки возбуждения.

Для защиты вентилей на выходе выпрямителя параллельно обмотке ротора устанавливают линейное или нелинейное сопротивление. Нелинейное сопротивление предпочтительней, так как потери энергии в нем при нормальном режиме работы двигателя меньше.

В данной статье исследуется применение нелинейного сопротивления с вольт-амперной характеристикой

$$u = Ai^\alpha, \quad (1)$$

где  $a$  — коэффициент нелинейности.

Вольт-амперную характеристику (1) можно получить, например, путем последовательно-параллельного соединения термитовых дисков [Л. 1]. Вольт-амперная характеристика диска отличается от выражения (1) только коэффициентом  $B$ , который зависит от диаметра и высоты диска и температуры. С увеличением температуры напряжение на диске при неизменном токе уменьшается.

Число параллельных ветвей  $n$  и число дисков в ветви  $m$  должно быть выбрано так, чтобы получить требуемую вольт-амперную характеристику (1), и при этом температура дисков не должна превосходить допустимую ( $200^\circ\text{C}$ ).

Пусковые характеристики рассматриваемого двигателя значительно отличаются от аналогичных характеристик при пуске двигателя с замкнутой на сопротивление обмоткой возбуждения без выпрямителя. Поэтому в статье анализируется это изменение пусковых свойств двигателя, хотя главное внимание в ней уделяется выбору нелинейного сопротивления, необходимого для защиты вентиляй.

Для иллюстрации общих положений статьи использован расчетный материал, полученный на вычислительной машине применительно к синхронным двигателям ДС-213/29-24, применяемым для привода шаровых мельниц. Номинальная мощность двигателя равна 600 квт. Параметры двигателя в относительных единицах составляют:

$$r_s = 0,0149; x_s = 0,0726; x_{ad} = 0,665; x_{aq} = 0,4;$$

$$x_{fa} = 0,188; r_f = 0,00294; x_{kd} = 0,0514; r_{kd} = 0,0649;$$

$$x_{kq} = 0,0493; r_{kq} = 0,05.$$

Постоянная инерции двигателя и шаровой мельницы равна:

$$T_j = 3,6 \text{ сек.}$$

Параллельно обмотке возбуждения подключено 30 тервитовых дисков ( $n=30, m=1$ ) диаметром 70 мм и высотой  $h=30$  мм.

Параметры вольт-амперной характеристики диска следующие:

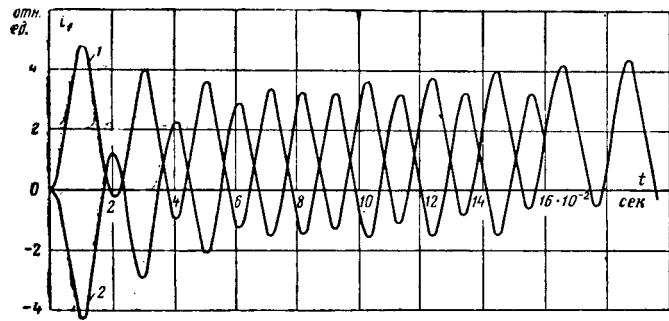
$$\alpha = 0,37;$$

$$B = 300 \frac{\text{В}}{\text{а}^{0,37}}.$$

В расчетах зависимость коэффициента  $B$  от температуры не учитывалась. Число дисков выбрано так, чтобы напряжение на вентилях трехфазного мостового выпрямителя при пуске двигателя не превосходило 400 в (т. е. 0,0355 в относительных единицах).

**Решение задачи на вычислительной машине.** Процесс пуска двигателя может быть разделен на два этапа. На первом этапе возбуждение отсутствует, но выпрямитель подключен к обмотке возбуждения. Второй этап начинается с момента подачи напряжения на обмотку возбуждения.

**Первый этап пуска.** Для решения этой задачи используются уравнения Парка — Горева.



Ток  $i_d$  может быть положительным или равным нулю. В первом случае ток, протекающий через нелинейное сопротивление, определяется по вольт-амперной характеристике (1) и равен  $i_n$ .

Если

$$i_f + i_n > 0,$$

то

$$\left. \begin{aligned} e_f &= r_f i_f + \frac{d\Phi_{fr}}{dt}; \\ i &= i_n; \quad i_d = i_n + i_f. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В другом случае, когда

$$i_f + i_n < 0,$$

ток ротора имеет отрицательное направление и замыкается через нелинейное сопротивление. Уравнения цепи возбуждения будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= r_f i_f - u + \frac{d\Phi_{fr}}{dt}; \\ u &= A \left( \frac{|i_f|}{n} \right)^{\alpha}; \\ i &= -i_f; \\ i_d &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Выбор системы уравнений (3) или (4) при решении задачи на вычислительной машине производится автоматически в зависимости от знака  $i_f + i_n$ .

Наибольшее обратное напряжение на одном из вентиляй, не пропускающих ток, равно максимальному линейному лишь тогда, когда часть других вентиляй пропускает ток. В отдельные интервалы времени выпрямительный мост запирается индуктированной э. д. с. в обмотке ротора (рис. 3). В эти интервалы времени выпрямитель может рассматриваться как два трехфазных линейных приемника, соединенных в звезду, между нулевыми точками которых действует индуктированная в обмотке ротора э. д. с. Если применить принцип наложения, т. е. найти напряжение на вентиле отдельно от трехфазного источника э. д. с. и индуктированной в обмотке ротора э. д. с., то получится:

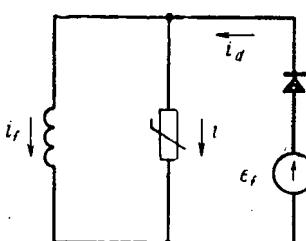
$$u_{\text{в.мае.с}} = \frac{U_{\text{л.м}}}{\sqrt{3}} + \frac{u_{\text{мае.с}}}{2}. \quad (5)$$

Расчеты переходных процессов при втягивании двигателя в синхронизм производились при различных значениях э. д. с.  $e_f$ , одинаковых начальных условиях и номинальном моменте сопротивления на валу, составляющем в относительных единицах 0,9.

Начальные условия были взяты из расчета переходного электромеханического процесса при пуске двигателя с моментом 0,75  $M_u$  и зафиксированы в момент времени, когда в процессе пуска впервые возникает скольжение, равное 7%, т. е. до уставновившегося асинхронного

2\*

Рис. 2. Расчетная схема цепи возбуждения при синхронизации двигателя.



Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

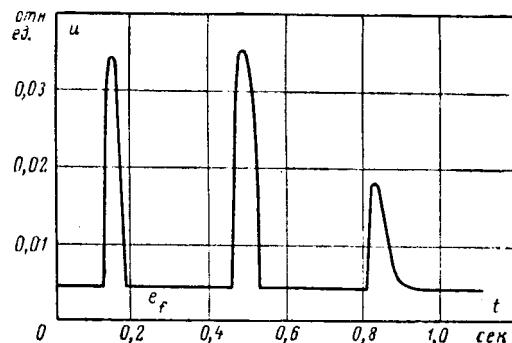


Рис. 3. Напряжение на обмотке возбуждения при втягивании двигателя в синхронизм.

го хода. Если проследить за дальнейшим ходом изменения скольжения, то можно заметить два следующих экстремальных значения, равных соответственно 5,5 и 8,5%.

Величины наибольших обратных напряжений (в относительных единицах) сведены в табл. 1.

Таблица 1

$e_f$	$u_{\text{мае.с}}$	$U_{\text{л.м}}$	в.мае.с	$\frac{u_{\text{мае.с}}}{U_{\text{л.м}}}$
$4,4 \cdot 10^{-3}$	$35 \cdot 10^{-3}$	$4,61 \cdot 10^{-3}$	$20,2 \cdot 10^{-3}$	0,867
$7,35 \cdot 10^{-3}$	$32 \cdot 10^{-3}$	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$20,5 \cdot 10^{-3}$	0,783
$10,3 \cdot 10^{-3}$	$30 \cdot 10^{-3}$	$10,8 \cdot 10^{-3}$	$21,3 \cdot 10^{-3}$	0,705

При э. д. с.  $e_f = 7,35 \cdot 10^{-3}$  обеспечивается номинальный ток в обмотке ротора в установившемся режиме.

Из приведенных в таблице данных видно, что увеличение э. д. с.  $e_f$  приводит к уменьшению доли обратного напряжения за счет э. д. с., индуцированной в обмотке ротора, однако действительная величина этого напряжения изменяется незначительно. Вместе с тем очевидно, что доля обратного напряжения от э. д. с., индуцированной в обмотке ротора, значительно превышает другую часть этого напряжения, обусловленную трехфазным источником э. д. с.

Расчеты показали, что наибольшее обратное напряжение при пуске двигателя ДС-213/29-24 в 1,5 раза превосходит обратное напряжение, соответствующее синхронизации.

**Определение вольт-амперной характеристики нелинейного сопротивления.** Коэффициент  $A$ , входящий в уравнение вольт-амперной характеристики (1), может быть определен по допустимому напряжению на вентилях и наибольшему возможному току в обмотке ротора. Применительно к трехфазному мостовому выпрямителю в соотношение (1) следует подставить удвоенное допустимое напряжение на вентиле, если в каждом плече моста содержится по одному вентилю.

Задача заключается в том, чтобы найти наибольший возможный ток ротора. Для этого следовало бы определить ток в обмотке ротора при внезапном включении э. д. с. на вход схемы замещения по продольной оси машины:

$$u_{ds} = -U_s \sin(t + \theta_0),$$

причем  $\theta_0 = 0$ .

Расчет переходного процесса в схеме замещения при скольжении  $s=1$  и закороченной обмотке ротора вызывает затруднения, так как при этом необходимо решать дифференциальное уравнение третьего порядка. Однако оказывается, что вычислять мгновенное значение тока  $i_f$  нет необходимости. С достаточной для практических расчетов точностью наибольшая величина тока в обмотке ротора в переходном процессе равна удвоенной амплитуде вынужденной составляющей тока ротора. Таким образом, задача сводится к определению амплитуды тока в обмотке возбуждения при синусоидальном напряжении на зажимах эквивалентной схемы замещения по продольной оси машины. Например, для двигателя ДС-213/29-24 наибольший ток, найденный по эквивалентной схеме замещения и равный удвоенному значению амплитуды, составляет в относительных единицах 4,82, что весьма мало отличается от величины, определенной при помощи вычислительной машины (рис. 1).

**Определение числа параллельных ветвей и количества тервитовых дисков в ветви.** Для получения определенной вольт-амперной характеристики нелинейного сопротивления следует соответствующим образом выбрать число параллельных ветвей и число дисков в ветви. При этом получается, что

$$A = B \frac{m}{n^\alpha}. \quad (6)$$

Рассеиваемая в тервите диске мощность должна быть такой, чтобы температура диска не превосходила определенную величину. Так как выпрямленное напряжение наряду с постоянной составляющей содержит гармоники шестикратной частоты, то нагрев диска определяется активной мощностью, которая для одного диска не должна превышать длительно допустимое значение  $P$ , т. е.

$$\frac{P}{k} \geq \frac{6}{TB^\alpha m^\alpha} \int_0^{\frac{T}{6}} u_{f_H}^{\frac{\alpha+1}{\alpha}} dt, \quad (7)$$

где  $T$  — период синусоидальной э. д. с.;  $u_{f_H}$  — напряжение на обмотке возбуждения при номинальном режиме.

Так как напряжение под знаком интеграла возведено в высокую степень, то при подстановке вместо  $u_f$  его среднего значения получается большая погрешность.

Допустимая мощность, рассеиваемая в диске, определяется опытным путем и при прочих равных условиях зависит от интенсивности отвода тепла.

При форсировке возбуждения среднее напряжение на диске возрастает не менее чем в 1,4 раза. В связи с этим в соотношение (7) введен коэффициент  $k > 1$ . Этот коэффициент должен быть выбран так, чтобы за время форсировки температура диска была несколько ниже допустимой.

При таком определении  $m$  и  $n$  могут возникнуть сомнения в отношении нагрева дисков при пуске. В тепловом отношении диски во время пуска находятся в сравнительно легких условиях, так как ток обмотки возбуждения большую часть времени за-

мыкается через выпрямитель, шунтирующий нелинейное сопротивление. Так, например, при пуске двигателя ДС-213/29-24 диски нагреваются на 2°С, если считать, что тепловая энергия не отводится. В то же время в установившемся режиме диски нагреваются приблизительно на 25°С.

Для того чтобы объем дисков получался минимальным, следует исходить из предельно допустимой температуры в конце процесса форсировки возбуждения двигателя. Если диски в тепловом отношении используются не полностью, то их объем может значительно отличаться от минимального. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Пусть вольт-амперная характеристика диска, имеющего высоту  $h_0$  и сечение  $S_0$ , характеризуется соотношением

$$u_d = B_0 i_d^\alpha.$$

Тогда вольт-амперная характеристика любого другого диска из того же материала будет иметь следующий вид:

$$u_d = \frac{B_0 S_0^\alpha}{h_0} \cdot \frac{h}{S^\alpha} i_d^\alpha$$

или

$$u = \frac{B_0 S_0^\alpha}{h_0} \frac{h_1}{S^\alpha n^\alpha} i^\alpha, \quad (8)$$

где  $h_1$  — суммарная высота дисков в одной ветви.

Сравнив выражения (1) и (8), найдем:

$$A = \frac{B_0 S_0^\alpha}{h_0} \frac{h_1}{S^\alpha n^\alpha}.$$

Отсюда

$$n = \frac{S_0}{S} \sqrt{\frac{B_0}{Ah_0}} \sqrt{h_1}.$$

Объем дисков равен:

$$V = S_0 \sqrt{\frac{B_0}{Ah_0}} h_1^{\frac{\alpha+1}{\alpha}}. \quad (9)$$

Подставив в соотношение (7) значения

$$B = \frac{B_0 S_0^\alpha}{h_0} \frac{h}{S^\alpha}, \quad P = \frac{P_0}{S_0 h_0} Sh,$$

получим:

$$h_{1\min} = h_0 \sqrt{\frac{\alpha+1}{\alpha}} \sqrt{\frac{6k}{TP_0 B_0^{1/\alpha}}} \int_0^{\frac{T}{6}} u_{f_H}^{\frac{\alpha+1}{\alpha}} dt. \quad (10)$$

В формуле (10) через  $P_0$  обозначена допустимая мощность рассеяния диска, объем которого равен  $h_0 S_0$ .

Если  $h > h_{1\min}$ , то объем тервитовых дисков растет пропорционально

$$\left( \frac{h}{h_{1\min}} \right)^{\frac{\alpha+1}{\alpha}}.$$

Чем меньше  $\alpha$ , тем больше фактический объем отличается от минимального, соответствующего заданному коэффициенту нелинейности.

**Пусковые свойства двигателя.** При пуске двигателя с обмоткой возбуждения, замкнутой на линейное сопротивление, по истечении сравнительно небольшого времени после включения, необходимо для затухания апериодической составляющей тока, в ней устанавливается симметричный ток. В отличие от этого при наличии вентиляй появляется постоянная составляющая, которая приводит к снижению среднего момента  $m_{e\text{med}}$ . Это уменьшение момента обусловлено потерями в меди обмотки статора от постоянной составляющей тока ротора, и оно может быть вычислено по формуле [Л. 2]:

$$m_t = \frac{(1-s)^3 r_s x_q^2 (i_{fu} x_{ad})^2 + (1-s) r_s^3 (i_{fu} x_{ad})^2}{r_s^2 + (1-s)^2 x_s x_q}, \quad (11)$$

где  $i_{fu}$  — постоянная составляющая тока обмотки ротора.

На вычислительной машине средний момент двигателя вычисляется по формуле

$$m_{e\text{med}} = \frac{h}{2\tau} \sum m_e s,$$

где  $h$  — шаг интегрирования;

$m_e$  — мгновенное значение электромагнитного момента;

$s$  — скольжение.

В соответствии с этой формулой  $m_{e\text{med}}$  равен среднему значению электромагнитного момента за время одного оборота ротора относительно магнитной оси поля статора. При этом график среднего значения момента изображается в виде ступенчатой функции времени.

Расчеты на вычислительной машине показали, что минимальный средний момент зависит от начального угла  $\theta_0$ . Многочисленными расчетами установлено, что самый низкий минимальный момент имеет место в том случае, когда включение двигателя происходит в момент, когда угол между магнитными осями приблизительно равен  $180^\circ$  (рис. 4). Сопоставление минимальных моментов при двух различных углах  $\theta_0$  при пуске с моментом на валу, равным  $0,75 M_n$ , приведено в табл. 2.

При пуске двигателя с начальным углом  $\theta_0$ , близким к  $180^\circ$ , апериодическая составляющая тока ротора затухает быстрее и минимальный момент возникает при большом скольжении.

Если бы в роторе существовал «принужденный» постоянный ток, то тормозной момент, как это следует из формулы (11), имел бы ярко выраженный максимум при  $s=98\%$ . Все это объясняет причину возникновения самого низкого момента при пуске двигателя с начальным углом  $\theta_0 \approx 180^\circ$ .

Если в соответствии с графиком, изображенным на рис. 4, принять время разгона двигателя равным 3,4 сек, то по сравнению с двигателем, у которого обмотка ротора замкнута на сопротивление  $5r_f$ , оно возрастет на 26%.

Резкое уменьшение электромагнитного момента в самом начале пуска (рис. 4) характерно для обмотки ротора, замкнутой на линейное сопротивление.

Таблица 2

$\theta_0$ , град	$(m_{e\text{med}})_{\min}$ , отн. ед.	$s, \%$
60	1,66	87,7
180	1,17	92,6

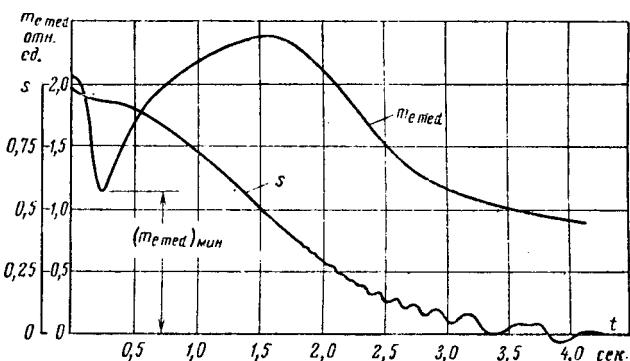


Рис. 4. Изменение  $m_{e\text{med}}$  и  $s$  в процессе пуска двигателя с номинальным моментом на валу ( $\theta_0 = 190^\circ$ ).

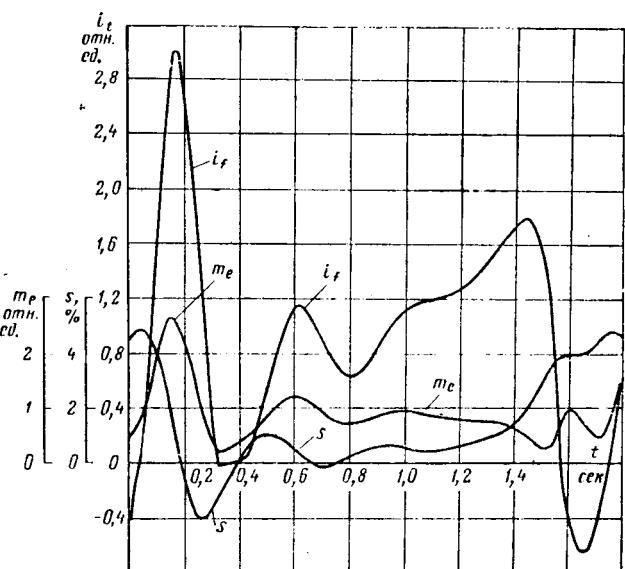


Рис. 5. Характеристики синхронного двигателя при скорости, близкой к синхронной, и  $M=0,9$  отн. ед.

терно и для двигателя, у которого обмотка ротора замкнута на линейное сопротивление. Это уменьшение момента в данном случае вызывается затуханием составляющих электромагнитного момента от переходных токов в роторных контурах.

Работа двигателя на скорости, близкой к синхронной, имеет характерные особенности. Из-за наличия постоянной составляющей скольжение ротора изменяется в пределах (рис. 5) от  $+4,8$  до  $-2,1\%$ , в то время как у обычного двигателя оно изменяется от  $+3,9$  до  $+2\%$ . За время одного оборота ротора относительно оси поля статора скольжение 4 раза равняется нулю. При моменте на валу, равном  $0,75 M_n$ , скольжение 2 раза проходит через нулевое значение.

Ток ротора начинает протекать в положительном направлении с момента совпадения магнитных осей и при  $\theta = 90^\circ$  принимает наибольшее значение. Возникающий при этом электромагнитный момент может быть использован для благоприятного втягивания двигателя в синхронизм.

**Выводы.** Выбор вольт-амперной характеристики линейного сопротивления следует производить по

# Свойства системы стабилизации скорости двигателя постоянного тока с источником питания ограниченной мощности

Проф. Г. П. Лыщинский и инж. В. Н. Ельсуков

Новосибирский электротехнический институт

Статические и динамические свойства источника питания (ИП) существенно влияют на качество процессов в системах автоматического управления (САУ). Объектом исследования в рассматриваемом случае являются системы с автономным питанием и системы, подвод энергии к которым осуществляется через промежуточные преобразователи. Энергетические возможности автономных источников и преобразователей в практических случаях оказываются ограниченными. Поэтому внешние характеристики таких источников часто нельзя считать идеальными в том смысле, что величина потенциала источника сильно зависит от величины нагрузки.

Одним из способом уменьшения влияния нагрузки на потенциал энергии ИП в силовых системах является увеличение установленной мощности источника, что во многих случаях не оправдано экономически.

Кроме того, системы регулирования, установленные на подвижных объектах, имеют существенное ограничение устанавливаемых весов и габаритов ИП. Для подвижных объектов часто используются в качестве ИП аккумуляторные батареи, внешние характеристики которых изменяются со временем эксплуатации.

Изучение свойств системы стабилизации скорости вращения двигателя является актуальной задачей, решение которой может быть полезным при практических расчетах систем, так как электродвигатель остается наиболее распространенным исполнительным органом систем регулирования.

В [Л. 1—3] приведены некоторые результаты исследований влияния параметров ИП на свойства системы. Отметим, что учет внешних характеристик ИП приводит к рассмотрению нелинейных

связей в системе даже в тех случаях, когда характеристики ИП линейны. Представляет значительный интерес исследование свойств подобных систем при больших управляющих и возмущающих сигналах, когда сильно оказывается влияние ИП ограниченной мощности.

Блок-схема системы, показанная на рис. 1, представляет несколько обобщенную систему стабилизации скорости двигателя постоянного тока. Действительно, в качестве ИП может быть рассмотрен источник любого вида энергии, используемой для питания реальной системы. За потенциал и поток энергии ИП могут быть приняты различные физические значения реальных ИП.

Преобразователь (П) может быть представлен в конкретной системе генератором постоянного тока, силовым магнитным усилителем, ионным или тиристорным выпрямителем в зависимости от того, какой вид энергии, подводимой от ИП, преобразуется в энергию постоянного тока. Во всех случаях будут справедливы рассматриваемые ниже уравнения в пределах линейной части внешней характеристики конкретного преобразователя.

Строго говоря, допущение линейности внешних характеристик ИП и П справедливо для ограниченного класса исследуемых систем. Анализ с учетом нелинейности внешних характеристик приводит к дополнительным усложнениям в рассуждениях, которые могут оказаться излишними с точки зрения качественной картины процессов. Поэтому в каждом конкретном случае нужно обосновывать необходимость учета дополнительных нелинейностей.

Цель настоящей статьи — выяснить влияния дополнительно возникающих нелинейных связей в си-

величине допустимого напряжения на вентиле. Наибольшее возможное напряжение на нелинейном сопротивлении определяется по наибольшей величине тока обмотки ротора в процессе пуска двигателя. Этот ток равен удвоенной амплитуде вынужденной составляющей тока ротора при  $s=1$  и короткозамкнутом роторе.

При выборе нелинейного сопротивления следует производить его тепловой расчет. Если температура нелинейного сопротивления в конце форсировки возбуждения доходит до предельно допустимой величины, то в этом случае объем нелинейного сопротивления получается минимальным.

Следует отдать предпочтение нелинейному сопротивлению с меньшим коэффициентом нелинейности, так как при этом уменьшаются потери энергии при нормальном режиме работы двигателя.

При пуске двигателя с нелинейным сопротивлением и выпрямителем возникает значительное ло-

кальное уменьшение среднего момента. Самый низкий минимальный момент получается при пуске двигателя с начальным углом между магнитными осями поля статора и ротора, приблизительно равным  $180^\circ$ .

Двигатель ДС-213/29-24 при пуске по нормальному схеме имеет пусковой момент, превосходящий требуемый. Минимальный момент при пуске с вентилями получается равным  $1,27 M_n$ .

## Литература

- Пружинина-Грановская В. И., Козлова Н. М. и Кочеткова Р. М., Вольт-амперные характеристики и пропускная способность нелинейных термитовых сопротивлений для коммутационных разрядников, «Электритечество», 1962, № 2.
- Лайбл Т., Теория синхронной машины при переходных процессах, Госэнергоиздат, 1957.



стеме, замыкаемых через источник питания в случае линейности внешних характеристик ИП и П.

Согласно блок-схеме (рис. 1) можно составить дифференциальные уравнения, описывающие систему стабилизации скорости двигателя.

Для многих типов реальных ИП статические и динамические свойства описываются с достаточной точностью линейным дифференциальным уравнением первого порядка, которое запишем в следующем виде:

$$\frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{T_2 k_3} u_2 - \frac{1}{T_2} q_2 + \frac{u_{20}}{T_2 k_3},$$

где  $u_{20}$  — потенциал ИП без нагрузки;

$k_3$  — коэффициент, характеризующий жесткость внешней характеристики ИП;

$T_2$  — коэффициент, характеризующий инерционность ИП.

Для преобразователя, учитывая его связь с ИП, получим нелинейные уравнения в виде

$$u_1 = z u_2 k_1;$$

$$q_2 = z i_1 k_2,$$

где  $k_1, k_2$  — постоянные коэффициенты;

$z$  — сигнал управления преобразователем.

Запишем уравнения двигателя при постоянном возбуждении с учетом преобразующего звена  $\alpha$ :

$$u_1 = L_n \frac{di_1}{dt} + c_e \frac{1}{\alpha} y + i_1 R_n$$

$$c_m i_1 - M_c = \frac{J}{\alpha} \frac{dy}{dt},$$

где  $L_n$  — индуктивность якорной цепи;

$R_n$  — сопротивление якорной цепи;

$J$  — приведенный момент инерции;

$c_e, c_m$  — конструктивные постоянные коэффициенты.

Уравнение предварительного каскада усиления  $\beta$ :

$$\frac{dz}{dt} = -\frac{1}{T_1} z + \frac{\beta}{T_1} \varepsilon,$$

где  $T_1$  — постоянная времени.

Уравнение замыкания системы:

$$\varepsilon = x - y.$$

Совокупные уравнения для рассматриваемой блок-схемы записутся в виде системы следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_2}{dt} &= -\frac{1}{T_2 k_3} u_2 - \frac{k_2}{T_2} z i_1 + \frac{u_{20}}{T_2 k_3}; \\ \frac{di_1}{dt} &= -\frac{c_e}{L_n \alpha} y - \frac{R_n}{L_n} i_1 + \frac{k_1}{L_n} z u_2; \\ \frac{dy}{dt} &= \frac{c_m \alpha}{J} i_1 - \frac{\alpha}{J} M_c; \\ \frac{dz}{dt} &= -\frac{1}{T_1} z + \frac{\beta}{T_1} (x - y). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Возможные состояния равновесия определяются уравнениями, полученными из системы (1), если принять производные равными нулю:

$$\frac{u_{20}}{k_3} - \frac{1}{k_3} u_2 - k_2 \frac{1}{c_m} \beta (x - y) M_c = 0; \quad (2)$$

$$-R_n \frac{1}{c_m} M_c - \frac{c_e}{\alpha} y + k_1 \beta (x - y) u_2 = 0. \quad (3)$$

Вологодская областная научная библиотека

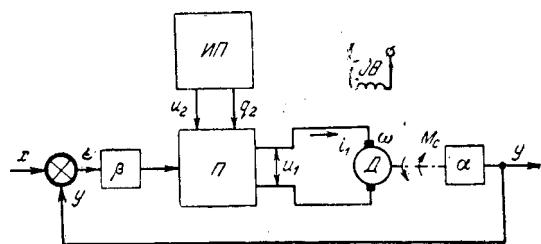


Рис. 1. Блок-схема исследуемой системы.

ИП — источник питания ограниченной мощности; П — преобразователь, через который осуществляется ввод энергии в систему; Д — двигатель постоянного тока; β — усилительное звено; А — преобразовательное звено для согласования сигналов;  $u_2, q_2$  — соответственно потенциал и поток энергии ИП;  $u_1, i_1$  — соответственно напряжение и ток преобразователя П;  $y$  — регулируемый параметр, пропорциональный скорости вращения двигателя;  $x$  — управляющий сигнал;  $\varepsilon$  — ошибка системы;  $M_c$  — момент нагрузки на валу двигателя.

Уравнение (2) определяет зависимость потенциала ИП от величины момента нагрузки исполнительного двигателя в замкнутой системе стабилизации и от величины ошибки системы:

$$\varepsilon = x - y.$$

Уравнение (3) характеризует зависимость выходной переменной  $y$  системы от момента нагрузки и величины потенциала  $u_2$  источника.

Совместное решение уравнений (2) и (3) даст статические характеристики двигателя, используемого в системе. Для исследования свойств системы стабилизации представляют интерес два уравнения, описывающие установившиеся режимы и полученные при совместном решении (2) и (3):

$$A \beta^2 (x - y)^2 M_c - B \beta (x - y) + C y + M_c = 0; \quad (4)$$

$$A \beta^2 M_c \varepsilon^2 - (B \beta + C) \varepsilon + C x + M_c = 0, \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{k_1 k_2 k_3}{R_n}; \\ B &= \frac{u_{20} k_1 c_m}{R_n}; \\ C &= \frac{c_e c_m}{\alpha R_n}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Уравнение (4) определяет зависимость выходного сигнала системы  $y$  от нагрузки  $M_c$ . Анализируя уравнение, можно отметить следующее:

1. Внешняя характеристика системы  $y = f(M)$  имеет плавленную зависимость с экстремальными значениями момента. Максимум момента в двигательном режиме будет соответствовать наибольшему моменту, который может развить привод с данным ИП. Назовем это значение момента критическим  $M_k$ . Критическому моменту будет соответствовать критическое значение скорости электродвигателя, которая пропорциональна  $y_k$ :

$$y_k = x (1 - D) \mp \sqrt{D^2 x^2 + \frac{1}{A \beta^2}}, \quad (7)$$

где

$$D = \frac{C}{C + B \beta}. \quad (8)$$

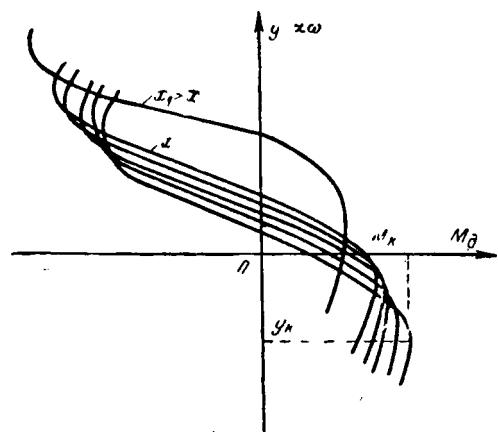


Рис. 2. Семейство статических характеристик двигателя при различных управляемых сигналах.

При этом величина критического момента определяется из выражения

$$M_{k_c} = \frac{B\beta(x - y_k) - Cy_k}{1 + A\beta^2(x - y_k)^2}. \quad (9)$$

Если известны параметры системы стабилизации и коэффициент жесткости  $k_3$  внешней характеристики ИП, то из выражений (7) и (9) можно определить критические значения рассматриваемых переменных системы.

2. Ограничение отдаваемой мощности ИП вызывает ограничение момента двигателя и в режиме короткого замыкания момент будет значительно меньше момента двигателя, питаемого от источника неограниченной мощности:

$$M_{k,z} = \frac{B\beta x}{1 + A\beta^2 x^2}. \quad (10)$$

3. Если положить, что момент нагрузки не зависит от скорости  $\omega$ , то при различных значениях  $x$  получим семейство механических характеристик двигателя в замкнутой системе регулирования с ИП ограниченной мощности (рис. 2). Если  $M_c$  является функцией скорости  $\omega$ , то состояния равновесия определяются пересечением механических ха-

рактеристик с кривой зависимости момента от скорости. При линейной зависимости момента от скорости число состояний равновесия может меняться от одного до трех при различных коэффициентах угла наклона прямолинейной зависимости  $M_c$  от  $\omega$ .

Уравнение (5) определяет зависимость  $\varepsilon$  от момента нагрузки  $M_c$  и величины управляющего сигнала  $x$  и характеризует статическую точность системы стабилизации скорости вращения двигателя.

Для практических расчетов систем стабилизации существенно определить допустимую жесткость внешней характеристики ИП, исходя из заданной точности системы. Согласно (6) коэффициент жесткости внешней характеристики  $k_3$  входит в выражение для постоянной  $A$ , поэтому при заданной статической ошибке  $\varepsilon$  и параметрах системы уравнение (5) позволяет определить необходимую жесткость характеристики ИП. Кроме того, из уравнения (5) определяется критическое значение  $\varepsilon_k$  ошибки системы и соответствующее ему критическое значение  $k_{3k}$ , превышение которого приводит к неработоспособности системы:

$$\varepsilon_k = \frac{2(M_c + Cx)}{B\beta + C}. \quad (11)$$

Критическое значение коэффициента жесткости  $k_{3k}$  внешней характеристики источника, учитывая (6), определяется из следующего выражения:

$$k_{3k} = \frac{R_n(B\beta + C)^2}{4k_1k_2\beta^2M_c(M_c + Cx)}. \quad (12)$$

Если сравнить полученное значение  $\varepsilon_k$  из выражения (11) с величиной ошибки  $\varepsilon_0$  системы в случае идеального ИП, когда

$$\varepsilon_0 = \frac{M_c + Cx}{B\beta + C}, \quad (13)$$

то найдем, что

$$\varepsilon_k = 2\varepsilon_0. \quad (14)$$

Для анализа динамических свойств системы стабилизации скорости вращения двигателя обратимся к исходной системе уравнений (1), которая представляет собой достаточно общий случай динамических свойств САУ с одним ИП ограниченной

Масштабные коэффициенты	$M_1$	$M_2$	$M_3$	$M_4$	$M_x$	$M_f$	$M_u$
Зависимость от переменных	$\frac{\eta_1}{i^*_1}$	$\frac{\eta_2}{u^*_2}$	$\frac{\eta_3}{z^*}$	$\frac{\eta_u}{y^*}$	$\frac{x_m}{x^*}$	$\frac{f}{M^*_c}$	$\frac{u_{2m}}{u^*_{20}}$
Численное значение	10	70	40	40	60	20	70
Коэффициенты уравнений	$b_{11}$	$b_{14}$	$s_1$	$b_{22}$	$d_2$	$s_2$	$b_{33}$
Связь с параметрами исходных уравнений	$\frac{R_n}{L_n M_t}$	$\frac{c_e y_n M_1}{L_n \alpha i_{1n} M_4 M_t}$	$\frac{k_1 z_n u_{2n} M_1 100}{L_n i_{1n} M_2 M_3 M_t}$	$\frac{1}{T_2 k_3 M_t}$	$\frac{1}{T_2 k_3 M_t}$	$\frac{k_2 z_n L_{1n} M_2 100}{T_2 u_{2n} M_3 M_1 M_t}$	$\frac{1}{T_1 M_t}$
Численное значение	2	2,52	4,4	1	1	4,37	0,4

мощности. Учет дополнительных связей, замыкаемых через неидеальный источник, приводит к двум нелинейным уравнениям из четырех, рассматриваемых в системе (1). Нелинейность представляет собой функцию произведения двух переменных, которая всегда может быть определена из рассмотрения физики процесса преобразования энергии.

Устойчивость состояний равновесия, определяемых решениями системы уравнений (2) и (3), может быть исследована по линеаризованным уравнениям системы (1). В тех случаях, когда исследуемую систему допустимо привести к дифференциальному уравнению второго порядка, анализ легко вести методом фазовой плоскости [Л. 4].

Для исследования динамических свойств может быть использован метод гармонической линеаризации [Л. 2]. Однако он имеет существенное ограничение для рассматриваемого класса систем, так как в систему входят два нелинейных звена типа произведения двух переменных. Высшие гармонические составляющие сигналов, которые в методе принципиально отфильтрованными инерционными элементами, часто имеют большие амплитуды на нелинейных звеньях.

Решение задачи абсолютной устойчивости рассматриваемых систем может быть определено методом А. М. Ляпунова. Удобно использовать в этом случае упрощенные критерии абсолютной устойчивости. Хорошие результаты дает метод квадрирования, предложенный Н. Н. Красовским [Л. 5]. Существенно отметить, что этот метод приводит к рассмотрению поверхностей в трехмерном пространстве независимо от порядка исследуемой системы уравнений, описывающих систему авторегулирования с одним источником питания. Однако при высоких порядках уравнения поверхностей, ограничивающих область абсолютной устойчивости, получаются достаточно сложными для построения и анализа. Эффективным методом анализа и синтеза систем регулирования с ИП ограниченной мощности является математическое моделирование на аналоговых вычислительных машинах.

Решения исходной системы уравнений (1) исследовались на нелинейной моделирующей установке

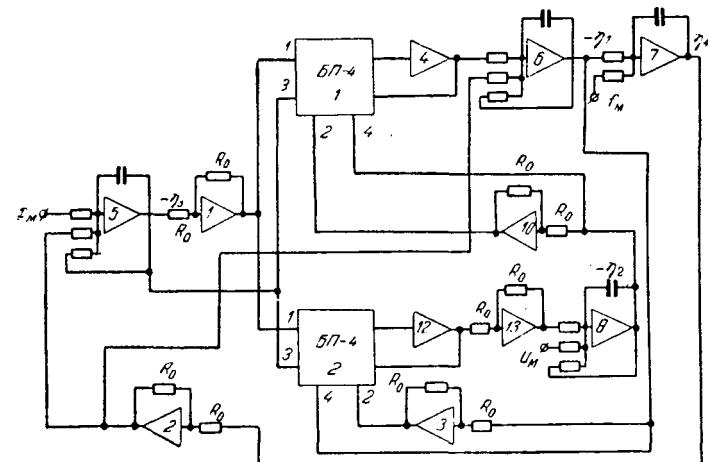


Рис. 3. Структура набора задачи на моделирующей установке МИ-7.

новке типа МИ-7. Структура набора решающих усилителей для системы уравнений (1) показана на рис. 3. Для набора на модели исходная система записывается с учетом масштабных коэффициентов переменных в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\eta_1}{d\tau} &= -b_{11}\eta_1 - b_{12}\eta_2 + s_1\eta_3\eta_2; \\ \frac{d\eta_2}{d\tau} &= -b_{22}\eta_2 + d_2u_{2M} - s_2\eta_3\eta_1; \\ \frac{d\eta_3}{d\tau} &= -b_{33}\eta_3 + a_3x_M - b_3\eta_1; \\ \frac{d\eta_4}{d\tau} &= b_{41}\eta_1 - c_4f. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Для машинных уравнений (15) введены обозначения переменных в виде

$$\left. \begin{aligned} \eta_1 &= \frac{M_1i_1}{i_{1n}}; & \eta_2 &= \frac{M_2u_2}{u_{2n}}; & \eta_3 &= \frac{M_3z}{z_n}; \\ \eta_4 &= \frac{M_4y}{y_n}; & x_M &= \frac{M_5x}{x_n}; & u_{2M} &= \frac{M_4u_{20}}{u_{2n}}; \\ f &= \frac{M_cM_f}{M_n}; & \tau &= M_tt. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Переменные, отмеченные индексом «н», представляют собой соответствующие номинальные значения.

На структурной схеме (рис. 3) набора задачи на модели первое уравнение системы (15) моделируется блоком перемножения БП-4-2, интегратором 8 и вспомогательными усилителями 3, 12, 13. На один из входов интегратора 8 подается начальный потенциал моделируемого ИП, на выходе получаем переменную координату  $\eta_2$ . Второе уравнение системы (15) моделируется блоком перемножения БП-4-1, интегратором 6 и вспомогательными усилителями 4 и 10. На выходе интегратора 6 получаем переменную  $\eta_1$ , пропорциональную току якоря  $i_1$  исследуемого двигателя. Третье уравнение набирается на интеграторе 5 и усилителях 1 и 2. На один из входов интегратора подается задающий сигнал  $x_M$ . Координата  $\eta_3$  получается при решении на ин-

$M_t$			
$\frac{\tau}{t}$			
10			
$a_3$	$b_{34}$	$b_{41}$	$c_4$
$\frac{\beta x_n M_s}{T_1 z_n M_x M_t}$	$\frac{\beta y_n M_s}{T_1 z_n M_4 M_t}$	$\frac{c_m \alpha i_{1n} M_u}{J Y_n M_1 M_t}$	$\frac{\alpha M_n M_4}{J Y_n M_f M_t}$
0,61	0,75	0,8	0,4

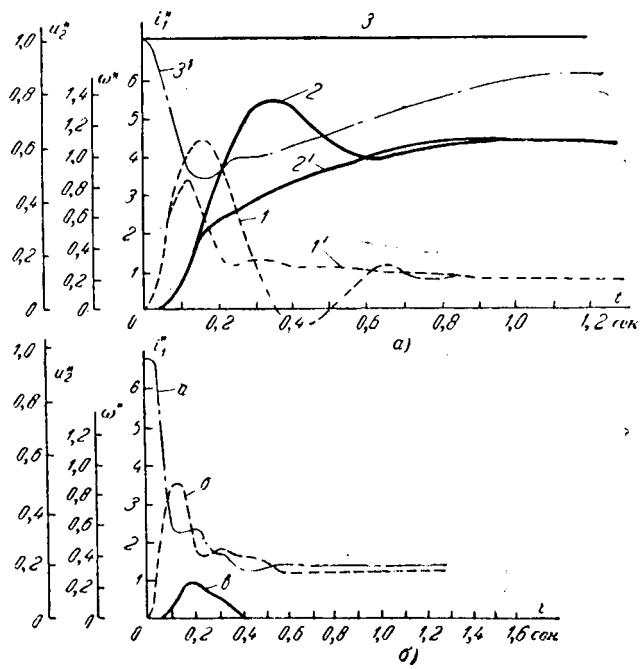


Рис. 4. Переходные процессы моделируемой системы.

а — при  $M_n > M_c$ ; б — при  $M_n < M_c$ .

— кривые изменения скорости двигателя;  
— — — — кривые изменения тока якоря;  
— · · · · — кривые изменения потенциала ИП.

теграторе 7, на один из входов которого подается сигнал  $f$ , пропорциональный моменту  $M_c$  на валу двигателя.

На моделирующей установке МН-7 исследовалась динамика системы стабилизации скорости вращения двигателя постоянного тока. Моделировались параметры машины П-42 ( $P=4,5 \text{ квт}$ ,  $n=1800 \text{ об/мин}$ ,  $U=220 \text{ в}$ ,  $M_n=2,4 \text{ кГ}\cdot\text{м}$ ). При анализе системы параметры ИП и П изменялись в широких пределах с целью выяснения их влияния. На рис. 4, а и б приведены графики, полученные при обработке осциллограмм. Связь коэффициентов машинных уравнений (15) с параметрами исследуемой системы и численные значения коэффициентов, соответствующих иллюстрируемым графикам (рис. 4, а и б), даются в таблице (см. стр. 24—25).

Кривые переходных процессов соответствуют запуску системы регулирования скорости двигателя.

Жесткость внешней характеристики ИП принята такой, что при номинальной нагрузке потенциал составляет  $0,75 u_{20}$ . На рис. 4, а приведены кривые переходных процессов запуска системы, когда статический момент  $M_c$  меньше критического. Кривые 1, 2, 3 представляют изменение во времени соответственно тока якоря  $i^*_1$ , скорости двигателя  $\omega^*$  и потенциала  $u^*_2$  ИП в относительных единицах, когда ИП принимается идеальным и его потенциал не зависит от нагрузки. Кривые 1', 2', 3' представляют те же переменные, но при ИП ограниченной мощности. На рис. 4, б приведены кривые переходных процессов запуска системы, когда  $M_c$  больше  $M_n$  двигателя. Кривые а, б, в представляют изменение во времени соответственно потенциала ИП  $u^*_2$ , тока якоря  $i^*_1$  и скорости двигателя  $\omega^*$ .

Анализируя представленные кривые переходных процессов, можно отметить, что при идеальном ИП нелинейные обратные связи, замыкаемые через источник, вызывают демпфирующее воздействие на систему. Степень этого воздействия зависит от коэффициента жесткости внешней характеристики и инерционности ИП. Время переходных процессов для моделируемых параметров осталось практически неизменным как для системы с идеальным ИП, так и для ИП ограниченной мощности. Однако при большой колебательности процессов с идеальным ИП время переходных процессов может быть значительно уменьшено правильным выбором параметров ИП ограниченной мощности.

Если момент нагрузки двигателя становится больше критического при данном ИП, то состояние равновесия одноконтурной системы регулирования соответствует неустойчивому участку характеристики двигателя (рис. 2), лежащему ниже точки критического значения скорости. При пуске системы с таким моментом двигатель «делает попытку» разогнаться, но затем потенциал ИП резко падает и привод останавливается (кривые а, б, в, рис. 4, б).

**Выводы.** 1. Статические характеристики двигателя в системе стабилизации с ИП ограниченной мощности существенно отличаются от характеристик двигателя в системе с идеальным ИП.

2. Характеристики двигателя имеют устойчивые и неустойчивые участки работы.

3. Переходные процессы в системе зависят от параметров ИП и амплитуд возмущающих и управляющих сигналов. При этом изменение потенциала ИП под действием нагрузки может резко изменять коэффициент усиления системы, что вызывает демпфирование процессов в системе при правильном выборе инерционности ИП.

4. Результаты исследования показывают, что требования как можно большей жесткости внешней характеристики ИП являются во многих практических случаях необоснованными не только экономически, но и с точки зрения качества процессов в системе. При известных допустимых пределах изменения сигналов в системе всегда можно определить допустимые параметры внешней характеристики ИП, одним из которых является критический угол наклона.

5. Если внешняя характеристика ИП может меняться от идеальной до критической для данной системы, то статическая ошибка системы стабилизации может увеличиться в худшем случае в 2 раза.

#### Литература

1. Иваненко В. И., О влиянии связей через общий источник питания на поведение систем автоматического регулирования, Изв. АН СССР, Техническая кибернетика, 1963, № 5.

2. Кохенбургер Р., Влияние наклона внешних характеристик источников питания на динамические характеристики усилителей в системах регулирования, Труды Первого конгресса ИФАК, 1960.

3. Кононенко В. О., Колебательные системы с ограниченным возбуждением, изд-во «Наука», 1964.

4. Айдронов А. А., Витт А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.

5. Летов А. М., Устойчивость нелинейных регулируемых систем, Физматгиз, 1962.

[28.1.1966]

# Оптимизация переходных процессов в электроприводах прокатных станов

Канд. техн. наук П. С. БОНДАРЕНКО и инж. А. С. КОРХИН  
Днепропетровск

При разработке электроприводов прокатных станов большое значение имеет определение оптимальных переходных процессов. В [Л. 1 и 2] изложены общие методы синтеза оптимальных систем управления. Среди других работ по оптимизации переходных процессов в электроприводах следует отметить монографию [Л. 3], в которой использовалось вариационное исчисление. Однако важные выводы сделаны на основании упрощенных уравнений электропривода.

В данной статье исследуется математическая модель электропривода, достаточно точно описывающая реальные промышленные установки. Рассматриваются оптимальные по быстродействию переходные процессы главного привода реверсивного прокатного стана при постоянном магнитном потоке двигателя. Все выкладки основаны на принципе максимума. Задача решается применительно к ионному возбуждению генератора, т. е. когда управляемым является напряжение на обмотке возбуждения генератора. Исходная система дифференциальных уравнений (без учета электромагнитной постоянной времени якорной цепи) в этом случае представится в виде

$$\frac{dx_1}{dt} = -c_{11}x_1 + c_{12}x_2 - c_{13}\lambda; \quad (1)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -c_{21}\varphi(x_2) + c_{22}U; \quad (2)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = x_1\lambda, \quad (3)$$

где  $x_1$  — угловая скорость вращения валков;

$x_2$  — напряжение генератора;

$x_3$  — работа прокатки.

$$c_{11} = \frac{c_m c_e \Phi^2}{Rj}; \quad c_{21} = \frac{R_{\text{акт}} c_{e\tau} \omega_r}{2pw_r}; \quad c_{12} = \frac{c_m \Phi}{Rj};$$

$$c_{22} = \frac{c_{e\tau} \omega_r}{2pw_r}; \quad c_{13} = \frac{1}{j};$$

$c_m$ ,  $c_e$  — конструктивные параметры двигателя;

$\Phi$  —名义альный магнитный поток двигателя;

$R$  — активное сопротивление якоря двигателя;

$j$  — приведенный момент инерции;

$c_{e\tau}$  — конструктивный параметр генератора;

$\omega_r$  — угловая名义альная скорость вращения генератора;

$p$  — число пар полюсов генератора;

$w_r$  — число витков на полюс;

$\varphi(x_2)$  — ток возбуждения генератора (см. рис. 1);

$\lambda$  — момент прокатки;

$U$  — напряжение на обмотке возбуждения генератора.

Нетрудно показать на основании [Л. 1], что для случая, когда функция  $\varphi(x_2)$  является линейной, оптимальная скорость выброса равна нулю, а оптимальная скорость захвата при этом меняется в зависимости от момента сопротивления и работы прокатки за пропуск. На самом деле скорость за-

хвата не всегда может быть оптимальной из-за явлений пробуксовки, а также из-за того, что время работы кантователя и нажимного устройства может быть меньше времени холостого хода главного привода. Поэтому далее мы будем рассматривать оптимальный переходный процесс для ненулевых начальных условий  $\bar{x}_0(x_{10}; x_{20}; 0)$ , когда захват уже произошел, причем длительность холостого хода

$$t_3 = \max(t_{\text{н.у.}}, t_k),$$

где  $t_{\text{н.у.}}$  — время отработки нажимным устройством заданного перемещения;

$t_k$  — время кантовки, включая движение раската до кантователя и обратно к валкам.

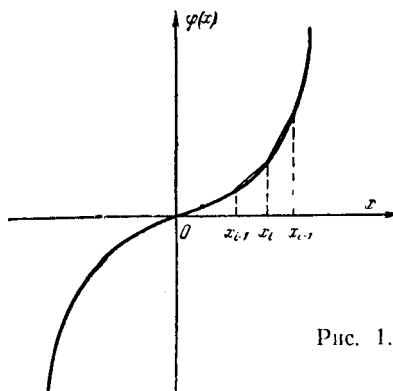


Рис. 1.

Напряжение на обмотке возбуждения генератора  $U$  на участке  $0 \leq t \leq t_3$  приближенно найдем из соотношения

$$x_{10} = kU \left( 1 - \frac{c_{11}T_r}{c_{11}T_r - 1} e^{-\frac{t_3}{T_r}} + \frac{1}{c_{11}T_r - 1} e^{-c_{11}t_3} \right),$$

где

$$T_r = \frac{1}{c_{21}k_r}; \quad k = \frac{c_{12}c_{22}}{c_{11}c_{21}k_r}; \quad \varphi(x_2) = k_r x_2.$$

Решение задачи о максимальной производительности стана теперь может быть сведено к нахождению такого управления  $U$ , при котором система, описываемая уравнениями (1)–(3), из начального состояния  $\bar{x}_0(x_{10}; x_{20}; 0)$  попала в конечное  $\bar{x}_k(0; x_{2k}; A_0)$  за минимальное время, т. е. чтобы функционал обратился в минимум

$$J = \int_0^T dt; \quad (4)$$

здесь  $T$  — длительность одного пропуска;

$A_0$  — работа за пропуск;

$$x_{2k} = \frac{c_{13}}{c_{12}} \lambda.$$

При этом накладываются следующие ограничения:

$$-U_m \leq U \leq U_n; \quad (5)$$

$$\frac{dx_1}{dt} \leq c; \quad (6)$$

$$x_2 \leq M. \quad (7)$$

Из (7) вытекает также ограничение:

$$|x_1| \leq x_{1n}.$$

Согласно принципу максимума [Л. 1] для обращения функционала (4) в минимум достаточно, чтобы гамильтониан  $H$  был максимален:

$$\begin{aligned} H = & -c_{11}x_1\psi_1 + c_{12}x_2\psi_1 - c_{13}\lambda\psi_1 - c_{21}\varphi(x_2)\psi_2 + \\ & + c_{22}U\psi_2 + x_1\lambda\psi_3 = \text{макс.} \end{aligned} \quad (8)$$

Из условия (8) следует:

$$U = \text{sign } \psi_2.$$

Функция  $\psi_2$  зависит от начальных условий для сопряженной системы уравнений  $\dot{\psi}_{10}$ ;  $\dot{\psi}_{20}$ ;  $\dot{\psi}_{30}$ , которые будут зависеть только от заданной работы  $A_0$ , так как конечные значения для скорости двигателя и напряжения генератора неизменны для данного момента сопротивления. Отсюда вытекает следующее. Если  $A_0$  меньше или равно некоторой величине  $A_k$ , то максимальное значение напряжения генератора  $x_{2m} \leq M$ ; будет иметь место «треугольный» график скорости. Если  $A_0 > A_k$ , то появится участок с постоянным напряжением генератора и номинальной скоростью. Рассмотрим эти случаи подробнее.

**Оптимальная траектория с участком установившейся скорости ( $A_0 > A_k$ ).** Весь отрезок времени  $0 \leq t \leq T$  можно разделить на три участка:  $0 \leq t \leq t_3$ , в течение которого привод разгоняется от скорости  $x_1 = x_{10}$  до номинальной  $x_1 = x_{1n}$ ;  $t_3 \leq t \leq t_4$  — участок установившейся скорости  $x_1 = x_{1n}$ ,  $x_2 = M$ ;  $t_4 \leq t \leq T$  — участок торможения стана от  $x_1 = x_{1n}$  до  $x_1 = 0$ .

Чтобы определить оптимальную траекторию на всем отрезке времени  $0 \leq t \leq T$ , кроме принципа максимума необходимо соблюсти условия сопряжения этих участков, т. е. условия скачка [Л. 1]. Однако расчет таким способом очень сложен. Можно ускорить вычисления, решив для первого участка задачу о разгоне за минимальное время привода до номинальной скорости, а для третьего участка — задачу о торможении привода от номинальной скорости до полной остановки за минимальное время.

Пусть на первом участке привод совершает работу  $A_1$ , на третьем —  $A_3$ , а полная работа за весь пропуск  $A_0$ . Тогда работа на втором участке

$$A_2 = A_0 - (A_3 + A_1);$$

длительность этого участка

$$t_4 - t_3 = \frac{A_2}{x_{1n}\lambda}.$$

В соответствии с этим будем рассматривать следующую систему дифференциальных уравнений электропривода реверсивного стана:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} = & -c_{11}x_1 + c_{12}x_2 - c_{13}\lambda = f_1(x_1; x_2); \\ \frac{dx_2}{dt} = & -c_{21}\varphi(x_2) + c_{22}U = f_2(x_2, U). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для первого участка находится управление  $U$ , переводящее систему из точки  $\bar{x}_0(x_{10}; x_{20})$  в точку  $\bar{x}_1(x_{1n}; M)$  за минимальное время.

При этом на управление и фазовые координаты накладываются ограничения (5) — (7).

Система сопряженных уравнений представится в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_1}{dt} = & -\sum_{i=1}^2 \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \psi_i = c_{11}\psi_1; \\ \frac{d\psi_2}{dt} = & -\sum_{i=1}^2 \frac{\partial f_i}{\partial x_2} \psi_i = -c_{12}\psi_1 + c_{21}\varphi'_{x_2}\psi_2, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$\varphi'_{x_2} = \frac{d\varphi(x_2)}{dx_2}.$$

Гамильтониан:

$$\begin{aligned} H = & (-c_{11}x_1 + c_{12}x_2 - c_{13}\lambda)\psi_1 + \\ & + [-c_{21}\varphi(x_2) + c_{22}U]\psi_2. \end{aligned}$$

Из его максимума следует:

$$U = \text{sign } \psi_2. \quad (11)$$

Замкнутая область  $G$  существования оптимальной траектории вблизи своей границы задается двумя неравенствами:

$$g_1(\bar{x}) = -c_{11}x_1 + c_{12}x_2 - c_{13}\lambda - c \leq 0; \quad (12)$$

$$g_2(\bar{x}) = x_2 - M \leq 0. \quad (13)$$

Движение системы будет описываться уравнениями (9) при  $U = U_m$ . Начиная с момента времени  $t = t_1$  оптимальная траектория лежит на границе  $g_1(\bar{x}) = 0$  области  $G$ . Для этого необходимо и достаточно, чтобы, во-первых,  $g_1[\bar{x}(t_1)] = 0$  и, во-вторых, фазовая скорость движущейся точки была все время касательной к границе области, т. е. чтобы скалярное произведение  $p(\bar{x}, U)$  равнялось нулю:

$$p(\bar{x}, U) = [\text{grad } g(\bar{x}), \bar{f}] = 0; \quad (14)$$

$$\begin{aligned} p_1(x, U) = & \frac{\partial g_1}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial g_1}{\partial x_2} f_2 = c_{11}^2 x_1 - c_{12} c_{11} x_2 + \\ & + c_{13} c_{11} \lambda - c_{21} c_{12} \varphi(x_2) + c_{22} c_{12} U = 0. \end{aligned} \quad (14a)$$

Для определения оптимальных траекторий имеем следующие уравнения:

$$\frac{dx_1}{dt} = c; \quad (15)$$

$$U = \frac{-c_{11}^2 x_1 + c_{12} c_{11} x_2 - c_{13} c_{11} \lambda + c_{21} c_{12} \varphi(x_2)}{c_{22} c_{12}}; \quad (16)$$

$$x_2 = \frac{c + c_{11} x_1 + c_{13} \lambda}{c_{12}}, \quad (17)$$

где уравнения (16) и (17) получены соответственно из (14a) и (12).

Из (16) и (17) следует:

$$U = \frac{c_{11}c + c_{21}c_{12}\varphi(x_2)}{c_{22}c_{12}}; \quad (18)$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{c_{21}}{c_{22}} \frac{d\varphi(x_2)}{dx_2} \frac{dx_2}{dt};$$

$$\frac{d\varphi(x_2)}{dx_2} > 0; \quad \frac{dx_2}{dt} = \text{пост.} > 0.$$

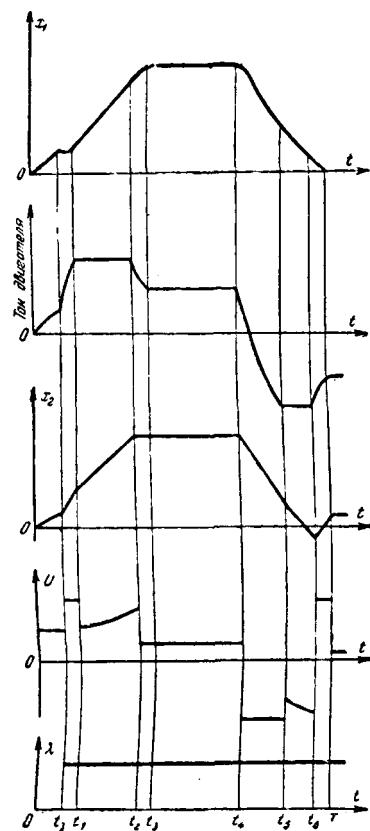


Рис. 2.

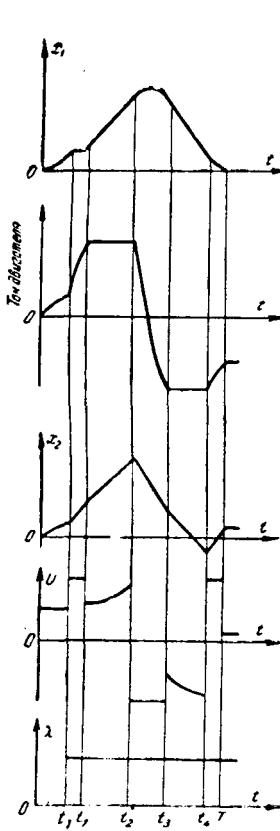


Рис. 3.

Так как  $\frac{d\varphi}{dx_2}$  — возрастающая функция, то  $dU/dt$  возрастает и кривая функции  $U(t)$  обращена выпуклостью вниз. В точке  $t=t_1$  будет скачок управления  $U$ , так как значение  $U(t_1)$ , полученное из (18), в общем случае меньше, чем  $U_m$ . Начиная с  $t=t_2$ , оптимальная траектория будет лежать на границе  $g_2(\bar{x})=x_2-M=0$ .

Из (14) имеем:

$$p_2(\bar{x}, U) = \frac{\partial g_2}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial g_2}{\partial x_2} f_2 = -c_{21}\varphi(x_2) + c_{22}U = 0; \\ U = \frac{c_{21}\varphi(M)}{c_{22}}.$$

В момент времени  $t=t_2$  управление  $U$  скачкообразно уменьшится.

Действительно, из (9) следует:

$$\begin{aligned} t &= t_2 - 0; \quad \frac{dx_2}{dt} > 0; \\ t &= t_2 + 0; \quad \frac{dx_2}{dt} = 0, \end{aligned}$$

а функция  $\varphi(M)$  непрерывна в точке  $t=t_2$ . При  $t=t_3$  наступит установившийся режим:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= x_{1h}; \\ x_2 &= M. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Равенства (19) определяют траекторию системы на втором участке  $t_3 \leq t \leq t_4$ . Определение траектории системы на третьем участке производится аналогично первому участку, за исключением конечной части, где  $\psi_2(t)$  меняет свой знак. В приложении

доказывается, что функция  $\psi_2(t)$  изменит знак не более одного раза.

В момент времени  $t=t_5$  управление  $U$  скачкообразно изменится до значения  $U_m$ . При  $t=T$  переходный процесс закончится.

Оптимальные переходные процессы в одном пропуске показаны на рис. 2.

«Греугольный» график скоростей ( $A_0 \ll A_k$ ). Рассуждая аналогично тому, как это делалось выше для случая  $A_0 > A_k$ , получим оптимальные траектории, которые приведены на рис. 3.

**Приложение.** Разобъем область изменения  $x_2$ ,  $|x_2| \leq M$  на  $n$  равных отрезков и на каждом отрезке аппроксимируем функцию  $\varphi(x_2)$  прямой линией с угловым коэффициентом  $k_i$  (см. рис. 1).

Сделаем допущение, что функция  $\psi_2(t)$  непрерывна на всей числовой оси  $-\infty \leq t \leq \infty$  и обозначим:

$$r_1 = c_{11}; \\ r_{2i} = c_{21}k_i, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

причем  $r_1 > r_{2i}$  для всех  $|x_2| \leq M$ .

Далее везде для простоты обозначений опустим индексы при  $\psi$  и  $x$ .

Для  $i$ -го отрезка можно записать:

$$\psi_i = c_{1i}e^{r_1 t} + c_{2i}e^{r_{2i} t}, \quad (20)$$

где

$$c_{1i} = \frac{\psi_0 - \psi_{0i}r_{2i}}{r_1 - r_{2i}}, \quad (20a)$$

$$c_{2i} = -\frac{\psi_0 - \psi_{0i}r_1}{r_1 - r_{2i}},$$

$$\frac{d\psi_i}{dt} = \dot{\psi}_i;$$

$$\dot{\psi}_i(0) = \dot{\psi}_{i0}; \quad \psi_i(0) = \psi_{i0}.$$

Допустим, что на  $i$ -м отрезке изменился знак  $\psi_i$ . Из (20) получаем условие изменения знака:

$$\psi_1(t) = 0; \\ c_{1i}e^{r_1 t} = -c_{2i}e^{r_{2i} t}. \quad (20b)$$

Время переключения

$$t = \frac{\ln \frac{c_{2i}}{c_{1i}}}{r_1 - r_{2i}}. \quad (20b)$$

Для изменения знака из (20b) и (20b) необходимо:

$$|c_{2i}| > |c_{1i}|; \quad (20c)$$

$$\text{sign } c_{1i} \neq \text{sign } c_{2i}. \quad (20d)$$

Если бы  $\varphi'(x) = k_i$  для всех  $|x| \leq M$ , то конечное значение  $\psi_i(t)$  определилось бы следующим образом:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_i(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} c_{1i}e^{r_1 t} \left( \frac{c_{2i}e^{r_{2i} t}}{c_{1i}e^{r_1 t}} + 1 \right) = c_{1i}e^{\infty}.$$

Для любого момента времени  $t$ , когда  $\varphi'(x) = k_i$ , будут справедливы равенства:

$$\dot{\psi}_i - \psi_i r_1 = c_{2i}e^{r_{2i} t}(r_{2i} - r_1); \quad (21)$$

$$\dot{\psi}_i - \psi_i r_{2i} = c_{1i}e^{r_1 t}(r_1 - r_{2i}). \quad (22)$$

1-й случай:

$$c_{1i} > 0; \quad c_{2i} < 0.$$

Будем рассматривать значения функции  $\psi(t)$  в верхней полуплоскости (после изменения знака  $\psi_i(t)$ ).

Если на  $i$ -м участке изменения знака не будет, то рассмотрение надо начинать с некоторого  $j$ -го, на котором произойдет изменение знака.

В момент времени  $t_j$   $x$  с  $i$ -го отрезка перейдет на соседний  $j$ -й ( $j=i+1$  или  $j=i-1$ ). Перенесем начало координат в точку  $t_j$ .

Определим новые начальные условия:

$$\dot{\psi}_{0j} \text{ и } \ddot{\psi}_{0j}.$$

Так как функция  $\psi(t)$  непрерывна, то

$$\dot{\psi}_{0j} = \dot{\psi}_i(t_j) > 0. \quad (23)$$

Пусть

$$k_j = k_i + \delta_1;$$

$$r_{2j} = r_{2i} + \delta; \quad (\delta = \delta_1 c_{21}). \quad (24)$$

Тогда из (10) получаем:

$$\dot{\psi}_{0j} = \dot{\psi}_i(t_j) + \delta \dot{\psi}_{0j}.$$

Постоянны интегрирования:

$$c_{1j} = \frac{\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_{2j}}{r_1 - r_{2j}}; \quad (25)$$

$$c_{2j} = -\frac{\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_{2i}}{r_1 - r_{2j}}. \quad (26)$$

С учетом (21) — (25) получим числитель выражения (25):

$$\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_{2j} = \dot{\psi}_i(t_j) - \dot{\psi}_i(t_j) r_{2i} > 0; \quad (27)$$

$$c_{1j} > 0.$$

Так как

$$\dot{\psi}_{0j} > 0,$$

то из (27) следует:

$$\dot{\psi}_{0j} > 0.$$

Рассмотрим теперь числитель (26). Если

$$\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_1 < 0,$$

то изменение знака не произойдет согласно условию (20д).

Если

$$\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_1 > 0, \quad (28)$$

то при  $\dot{\psi}_{0j} > 0$  из (27) и (28) следует:

$$|c_{2j}| < |c_{1j}| \quad (r_1 > r_{2j}). \quad (29)$$

Таким образом, условие изменения знака (20г) не выполняется при всех  $r_1 > r_{2j}, j=1, 2, \dots, n$ .  
2-й случай:

$$c_{1i} < 0; \quad c_{2i} < 0.$$

Рассуждая аналогично ранее изложенному, получаем:  
 $c_{1j} < 0$ .

Так как  $\dot{\psi}_{0j} < 0$ , то из (25) следует  $\dot{\psi}_{0j} < 0$ . Поэтому для  $\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_1 < 0$  получаем:

$$|c_{2j}| < |c_{1j}|,$$

а для  $\dot{\psi}_{0j} - \dot{\psi}_{0j} r_1 > 0$  не выполняется (20г).

Следовательно, нового изменения знака в нижней полу-  
плоскости не будет.

Окончательно приходим к выводу: так как условие  
 $r_1 > r_{2i}$  выполняется для всех значений  $|x| \leq M$ , то функция  
 $\psi(t)$  может изменить свой знак не более одного раза.

#### Литература

- Понtryгин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкре-  
лидзе Р. В. и Мищенко Е. Ф., Математическая теория  
оптимальных процессов, Физматгиз, 1961.
- Фельдбаум А. А., Основы теории оптимальных  
автоматических систем, Физматгиз, 1963.
- Петров Ю. П., Вариационные методы теории опти-  
мального управления, изд-во «Энергия», 1965.

[22.7.1965]



УДК 621.313.39

## Двухобмоточные редукторные двигатели

Канд. техн. наук А. С. КУРАКИН

Воронеж

Известные способы получения низких скоростей вращения микродвигателей (увеличение числа полюсов двигателя, использование механических редукторов и двигателей двойного питания) в некоторых случаях не могут быть применены в силу присущих им недостатков: увеличение габаритов и веса привода, увеличение шума, снижение надежности и срока службы, внесение дополнительной погрешности в угловое перемещение выходного вала и сравнительно невысокое быстродействие.

Таких недостатков нет у тихоходных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения [Л. 1 и 2]. Сущность этих двигателей заключается в использовании зубцовых гармоник поля, обусловленных открытыми пазами статора и ротора, в качестве основного рабочего поля машины. За счет этого стало возможным повторить основные типы машин переменного тока (синхронные и асинхронные), но уже с новыми качествами — малой скоростью вращения ротора и расположением всех обмоток, участвующих в электромеханическом преобразовании энергии, на неподвижном статоре. При этом ротор двигателя обмотка не имеет и выполняет роль модулятора магнитного поля.

В настоящей статье излагаются вопросы теории

двухобмоточных редукторных двигателей синхронного и асинхронного типа, определяются их основные энергетические величины, приводятся схемы замещения и векторные диаграммы двигателей.

**Синхронные редукторные двигатели.** Возможность использования зубцовых гармоник магнитного поля в качестве рабочих полей редукторных электродвигателей рассмотрена нами ранее [Л. 1 и 3]. При помощи гармонического анализа было установлено, что при зубчатом строении статора и ротора магнитное поле, возбужденное в зазоре н. с. статора, представляет собой сумму большого числа гармонических составляющих — гармоник статора и гармоник ротора и может быть определено как

$$B(x) = F(x)\lambda(x), \quad (1)$$

где  $B(x)$  — функция распределения поля по длине  $x$  окружности зазора;

$F(x)$  — н. с. статора, которая при питании  $m$ -фазной обмотки от источника переменного тока с частотой  $\omega$  равна сумме бесконечно большого числа гармоник  $\lambda$ , вращающихся в различных направлениях,

$$F(x) = \sum_{v=1}^{\infty} F_{mv} \sin \left( \omega t \pm \frac{\pi x}{\tau} v - \varphi \right); \quad (2)$$

$F_{mv}$  — амплитуда  $v$ -й гармоники н. с., равная:

$$F_{mv} = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2} IW}{2p_v} k_{av}; \quad (3)$$

$k_{av}$  — обмоточный коэффициент  $v$ -й гармоники н. с.;

$\lambda(x)$  — магнитная проводимость воздушного зазора, которая [Л. 4] при зубчатом строении статора и ротора может быть равна:

$$\begin{aligned} \lambda(x) = & A(n, k) - \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos nZ_1 \left( \frac{\pi x}{p\tau} + \alpha_1 \right) - \\ & - \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos kZ_2 \left( \frac{\pi x}{p\tau} - \omega_2 t + \theta \right) + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} D(n, k) \cos nZ_1 \left( \frac{\pi x}{p\tau} + \alpha_1 \right) \times \\ & \times \cos kZ_2 \left( \frac{\pi x}{p\tau} - \omega_2 t + \theta \right); \end{aligned} \quad (4)$$

$\omega_2$  — угловая скорость вращения ротора;

$Z_1, Z_2$  — число пазов соответственно статора и ротора.

Первый член в выражении (4) характеризует магнитную проводимость равномерного зазора

$$\delta' = \delta k_{\delta_1} k_{\delta_2},$$

а остальные члены — магнитную проводимость пазового слоя статора и ротора. Последняя является суммой большого числа гармоник, порядки которых, выраженные в долях полюсного деления  $\tau$  обмотки, равны  $n \frac{Z_1}{p}, k \frac{Z_2}{p}, \frac{kZ_2 - nZ_1}{p}$ , и зависит от относительного положения статора и ротора, характеризуемого углом  $\theta$ , и от угла  $\alpha_1$  смещения оси полюсов обмотки относительно оси паза статора.

Установлено [Л. 4], что величины  $A(n, k), B_n, C_n, D(n, k)$  составляющих магнитной проводимости зазора и ее спектральный состав зависят от раскрытия пазов статора и ротора и величины воздушного зазора. На основании выражений (1) — (4) нетрудно показать состав гармоник поля статора, к которым относятся обмоточные гармоники поля, обусловленные дискретным распределением проводников обмотки на внутренней поверхности статора, и зубцовые гармоники статора. Их амплитуды зависят от величины  $F_{mv}$  возбуждающей волны н. с. и магнитной проводимости (соответственно),  $A(n, k)$  равномерного приведенного зазора и  $B_n$  пазового слоя статора.

К гармоникам поля ротора относятся зубцовые гармоники ротора. Амплитуды этих гармоник также зависят как от распределения обмотки и ее шата, так и от степени раскрытия пазов статора и ротора.

Установлено [Л. 3], что из всей сложной гаммы гармоник поля наибольшими являются гармоники,

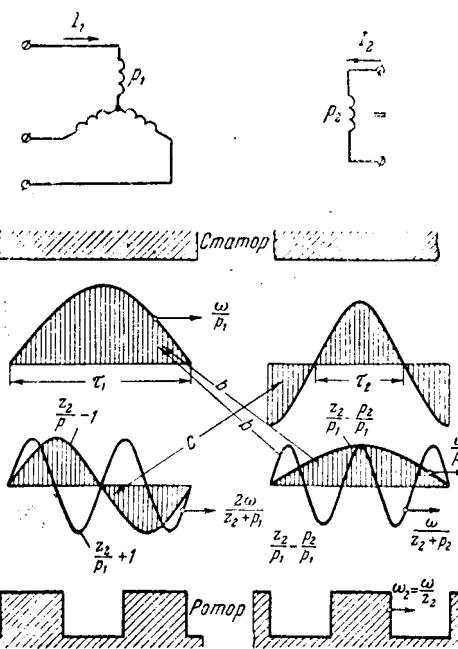


Рис. 1. Схема взаимодействия гармоник поля синхронного редукторного двигателя.

которые обусловлены основной волной н. с.  $v=1$  и основными волнами магнитной проводимости пазового слоя статора и ротора:  $n=1, k=1$ . Вследствие этого только эти гармоники могут быть использованы в качестве рабочих полей редукторных двигателей. При этом все остальные гармоники поля оказывают отрицательное влияние на работу двигателей. Для уменьшения этого влияния обмотки двигателей должны быть симметричными, распределены и укорочены таким образом, чтобы высшие гармоники н. с. были по возможности наименьшими, а пазы статора и ротора должны иметь определенную форму [Л. 3].

На рис. 1 изображены графики магнитных полей в зазоре двигателя, возбужденные первыми гармониками н. с. двух обмоток статора, имеющих различную полюсность, в условиях односторонней зубчатости зазора: ротор зубчатый, статор гладкий ( $B_n=0$ ), раскрытие пазов статора ничтожно мало, а их влияние на характер поля учтено путем приведения зазора  $\delta' = \delta k_{\delta_1} k_{\delta_2}$ ). В приведенном примере гармоники статора обеих обмоток представлены в виде основных волн  $v=1$  и  $v'=p_2/p_1$  магнитного поля, соответствующих равномерному приведенному зазору  $\delta' = \delta k_{\delta_1} k_{\delta_2}$ , а гармоники ротора, возбужденные каждой из обмоток, изображены в виде двух зубцовых гармоник. Согласно [Л. 1 и 3] порядки зубцовых гармоник, выраженные в долях полюсного деления обмотки  $p_1$ , равны:

$$\left. \begin{aligned} v_{zR} &= \frac{Z_2}{p_1} \pm 1; \\ v'_{zR} &= \frac{Z_2}{p_1} \pm \frac{p_2}{p_1}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  — числа пар полюсов обмоток;

$v_{zR}, v'_{zR}$  — порядки зубцовых гармоник ротора, возбужденных обмотками  $p_1$  и  $p_2$ .

При питании одной из обмоток статора, например трехфазной обмотки  $p_1$ , от источника синусоидального напряжения каждая из гармоник поля этой обмотки представляет собой бегущую волну. При этом скорость вращения в пространстве гармоник статора зависит только от частоты  $\omega$  напряжения питания и их порядкового номера, а скорость вращения гармоник ротора — как от частоты напряжения и порядкового номера гармоник, так и от числа пазов  $Z_2$  и скорости  $\omega_2$  вращения ротора [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{\omega}{p_1}; \\ \omega_{vzR} &= \frac{Z_2 \omega_2 \pm \omega}{p_1 v_{zR}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

При помощи этих выражений нетрудно установить, что зубцовые гармоники  $v_{zR}$  при изменении скорости вращения ротора перемещаются относительно статора со скольжением  $S_{vz}$ , равным отношению скорости вращения зубцовых гармоник при вращающемся роторе к их скорости при заторможенном роторе:

$$S_{vz} = \frac{\omega \pm Z_2 \omega_2}{\omega}. \quad (7)$$

Это обстоятельство и позволяет использовать их в качестве рабочих полей редукторных двигателей. Действительно, как следует из выражения (7), при скорости вращения ротора, равной:

$$\left. \begin{aligned} \omega_2 &= \pm \frac{\omega}{Z_2}; \\ S_{vz} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

или

$$n_2 = \pm \frac{60f}{Z_2} \text{ [об/мин]},$$

одна из зубцовых гармоник ротора неподвижна в пространстве.

Если в зазоре двигателя имеется второе поле, которое связано со статором и неподвижно в пространстве, то за счет взаимодействия этого поля с одной из гармоник ротора (стрелка  $s$  на рис. 1) возникнет синхронизирующий момент. Таким образом, как показано на рис. 1, является основная волна поля обмотки  $p_2$ . Ее порядок, выраженный в долях полюсного деления обмотки  $p_1$ , должен быть равен порядку одной из зубцовых гармоник ротора, возбужденных обмоткой переменного тока, что является необходимым условием взаимодействия названных гармоник:

$$\frac{p_2}{p_1} = v_{zR} = \frac{Z_2}{p_1} \pm 1.$$

Из этого равенства вытекает основное уравнение двухобмоточных редукторных двигателей, определяющее число пазов ротора как модуль суммы или разности чисел пар полюсов обмоток:

$$Z_2 = |p_1 \pm p_2|. \quad (9)$$

Знаки в этом уравнении соответствуют таким же знакам в выражении (8) скорости вращения ротора синхронного редукторного двигателя, т. е.

в зависимости от выбранного числа пазов ротора его вращение будет происходить либо в направлении вращения поля статора обмотки переменного тока, либо в противоположном направлении.

Из выражений (8) следует, что синхронная скорость двигателя тем меньше, чем больше число пазов ротора. По сравнению с синхронной скоростью обычного двигателя она меньше в  $K_p$  раз, где  $K_p$  — коэффициент редукции, равный:

$$K_p = \frac{Z_2}{p_1}. \quad (10)$$

Как установлено ранее [Л. 1], для получения более низких скоростей вращения двигателя следует применять открытые пазы  $Z_1$  статора. В этом случае число пазов ротора будет равно:

$$Z_2 = |Z_1 \pm (p_1 \pm p_2)|. \quad (11)$$

Величина раскрытия пазов статора так же, как и раскрытие пазов ротора, выбирается из условия наибольшей деформации магнитного поля открытymi пазами. Знаки плюс и минус в выражении (11) соответствуют таким же знакам в выражении (8).

Из всех возможных комбинаций чисел пазов статора и чисел пар полюсов обмоток следует отдать предпочтение числу пазов ротора, равному:

$$Z_2 = Z_1 + (p_1 \pm p_2),$$

при котором ротор вращается в направлении основной волны поля обмотки переменного тока с наиболее низкими скоростями. Кроме того, при таком направлении вращения ротора наиболее легко решается вопрос о пуске двигателя при помощи неотключающихся (короткозамкнутая клетка ротора) и отключающихся (фазная обмотка ротора, соединенная с контактами центробежного выключателя) пусковых средств и улучшаются характеристики двигателя вследствие меньшего скольжения ротора относительно поля статора, чем при других вариантах чисел пазов ротора.

При определенных условиях между обмотками  $p_1$  и  $p_2$  возможна трансформаторная связь, которая при малом внутреннем сопротивлении источника постоянного тока ведет к увеличению потерь в обмотке  $p_2$ . Для устранения этой связи необходимо, чтобы отношение чисел полюсов обмоток было четным или дробным числом при последовательном соединении катушек обмотки:

$$\frac{p_2}{p_1} = N + \frac{1}{k}$$

или

$$\frac{p_1}{p_2} = N + \frac{1}{k}, \quad (12)$$

где  $N = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  
 $k = 2, 4, 6, 8 \dots$

Нетрудно установить, что при соблюдении одного из равенств (12) основная волна  $v=1$  поля обмотки переменного тока не сцепляется с обмоткой постоянного тока. Порядки зубцовых гармоник ротора, выраженные в долях полюсного деления возбуждившей их обмотки, при соблюдении условий (11) и (12) оказываются четными или дробными. В силу этого потокосцепление любой из обмоток с собственными гармониками ротора, равное алгебраической сумме

браической сумме потокосцеплений катушек полюсов, равно нулю.

Зубцовые гармоники ротора оказывают взаимное влияние на величины индуктивных сопротивлений обмоток. Так, зубцовые гармоники  $v'_{zR}$  ротора, возбужденные постоянным током, влияют на величину индуктивного сопротивления обмотки переменного тока (стрелки  $b$  на рис. 1). Зубцовые гармоники ротора, возбужденные обмоткой  $p_1$ , индуцируют в обмотке  $p_2$  токи, которые замыкаются через источник постоянного тока. Влияние этих токов на работу двигателя выражается в появлении асинхронных моментов, созданных за счет взаимодействия гармоник ротора обмотки  $p_1$  с полем реакции обмотки  $p_2$ . Установлено, что часть из них имеет отрицательный знак и уменьшает полезную мощность двигателя. Для устранения этого влияния в обмотку  $p_2$  следует включить выпрямитель.

При заторможенном роторе ( $\omega_2=0$ ) напряжение на обмотке  $p_1$  уравновешивается э. д. с. самоиндукции, обусловленной магнитным потоком, проходящим через воздушный зазор, и потоками рассеяния:

$$U_1 - jx_{m1}I_0 = I_0(r_1 + jx_{s1}), \quad (13)$$

где  $x_{m1}$  — главное реактивное сопротивление обмотки  $p_1$ , обусловленное собственными гармониками статора: обмоточной  $v=1$  и зубцовыми. Что касается высших гармоник н. с. и возбужденных ими зубцовых полей, то их влияние, как и в нормальных машинах, учитывается индуктивным сопротивлением дифференциального рассеяния;

$r_1, x_{s1}$  — активное и реактивное сопротивления рассеяния обмотки  $p_1$ ;

$U_1$  — напряжение фазы обмотки  $p_1$ ;

$I_0$  — ток обмотки  $p_1$  при  $\omega_2=0$ .

При вращении ротора зубцовые гармоники ротора, возбужденные обмоткой  $p_2$ , индуцируют в обмотке  $p_1$  э. д. с., величина которой зависит от тока  $I_2$  обмотки  $p_2$  и скольжения  $S_{vz}$  зубцовых гармоник ротора относительно статора. Под действием э. д. с. в обмотке переменного тока протекают токи, которые замыкаются через источник питания. Величины этих токов находятся из следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} x_{z1}I_2e^{-jZ_2\theta} - jx'm_1I_{z1} &= I_{z1}\left(\frac{r_1}{1-S_{vz}} + jx_{s1}\right); \\ x_{z2}I_2e^{-jZ_2\theta} - jx'm_1I_{z2} &= I_{z2}\left(\frac{r_1}{1-S_{vz}} + jx_{s1}\right), \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где  $x_{z1}, x_{z2}$  — реактивные сопротивления обмотки  $p_1$ , обусловленные зубцовыми гармониками ротора обмотки  $p_2$ ;

$x'm_1 = x_{m1}k_{\mu 1}$  — реактивное сопротивление, вносимое в обмотку  $p_1$  гармониками статора в ненасыщенной машине;

$k_{\mu 1}$  — коэффициент насыщения стали магнитным потоком обмотки  $p_1$ , найденный по результатам расчета магнитной цепи; Вологодская областная научная универсальная библиотека

$I_{z1}, I_{z2}$  — токи, соответственно прямого и обратного следования, индуцируемые в обмотке  $p_1$  зубцовыми гармониками ротора обмотки  $p_2$ ;

$\theta$  — пространственный угол, определяющий начальное положение ротора при  $\omega_2=0$  и поворот ротора за счет нагрузки в синхронном режиме двигателя. В асинхронном режиме этот угол определяет фазу э. д. с. и токов обмотки, индуцируемых зубцовыми гармониками ротора.

В общем случае ток обмотки  $p_1$  определяется как сумма составляющих  $I_0, I_{z1}$  и  $I_{z2}$ , значения которых находятся из уравнений (13) и (14):

$$\begin{aligned} I_1(\omega) = I_0e^{j[\omega t - \pi(n-1)\frac{m-1}{m}]} &+ \\ + I_{z1}e^{j[(1-S_{vz})\omega t - \pi(n-1)\frac{m-1}{m}]} &+ \\ + I_{z2}e^{j[(1-S_{vz})\omega t + \pi(n-1)\frac{m-1}{m}]}, \end{aligned} \quad (15)$$

где  $n$  — порядковый номер фазы обмотки  $p_1$ ,  $n=1, 2, 3, \dots, m$ .

Уравнениям (13) и (14) соответствует схема замещения синхронного двигателя, изображенная на рис. 2. Обмотка переменного тока представлена в виде трех контуров. Контуры с токами  $I_{z1}$  и  $I_{z2}$  определяют реакцию обмотки  $p_1$  на зубцовые гармоники ротора обмотки  $p_2$ .

Величину мгновенной мощности, потребляемой обмоткой переменного тока, можно определить как сумму мгновенных мощностей отдельных фаз:

$$\begin{aligned} p_1 = \sum_{n=1}^m u_n i_n = mU_1 I_0 \cos \varphi_0 + mU_1 I_{z1} \cos(S_{vz}\omega t + \varphi_{z1}) - \\ - mU_1 I_{z2} \cos[2 - S_{vz}\omega t - \varphi_{z2}]. \end{aligned} \quad (16)$$

Нетрудно установить, что постоянная составляющая в уравнении (16), равная среднему значению потребляемой мощности, определяет потери в меди обмотки  $p_1$  от тока  $I_0$ , и только в двух

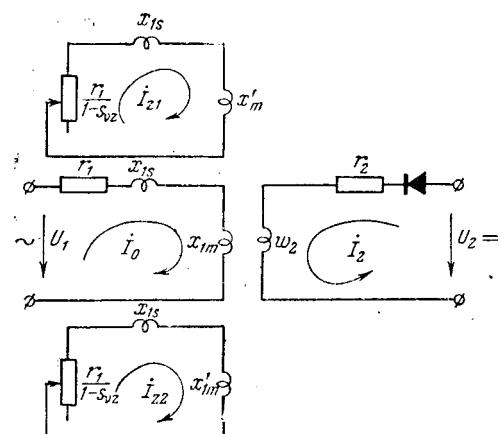


Рис. 2. Схема замещения синхронного редукторного двигателя.

режимах работы двигателя  $S_{vz}=0$  и  $S_{vz}=2$  среднее значение потребляемой мощности изменяется на величину синхронизирующей мощности двигателя, обусловленной действием синхронных моментов. Если подставить значения  $S_{vz}$  в выражение (7), то можно показать, что в одном и том же двигателе синхронные моменты возникают при одинаковых, но противоположных по знаку скоростях вращения ротора. При этом один из этих моментов определяется током  $I_{z1}$  ( $S_{vz}=0$ ), а другой — током  $I_{z2}$  ( $S_{vz}=2$ ).

Установлено, что ток  $I_{z1}$  во много раз больше тока  $I_{z2}$ , в связи с чем следует принять режим работы двигателя  $S_{vz}=0$  за основной режим. Тогда среднее значение потребляемой мощности в синхронном режиме будет равно:

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p_1 dt = mU_1 I_0 \cos \varphi_0 + mU_1 I_{z1} \cos \varphi_{z1},$$

где  $\varphi_0$  и  $\varphi_{z1}$  — фазы токов  $I_0$  и  $I_{z1}$ , найденные из уравнений (13) и (14).

Если из этого выражения вычесть потери в меди обмотки  $p_1$  от тока  $I_1$ , а результат разделить на угловую скорость вращения ротора, то полученное после преобразований равенство определит синхронный электромагнитный момент двигателя:

$$M_c = \frac{mZ_2}{\omega} \left\{ \frac{x_{z1}U_1I_2}{z} \left[ \sin Z_2\theta - 2 \frac{r_1}{z_0} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin(Z_2\theta - \varphi_0) \right] - mr_1 I_{z1}^2 \right\} [\text{джс}], \quad (17)$$

где  $z_0$ ,  $z$  — полные сопротивления обмотки  $p_1$  токам  $I_0$  и  $I_{z1}$  соответственно.

При выводе уравнения (17) была произведена замена угла  $Z_2\theta$  на эквивалентный угол  $(Z_2\theta - \alpha - \frac{\pi}{2})$ , определяющий фиксированное положение ротора в синхронизме в зависимости от нагрузки и параметров обмотки переменного тока, где  $\alpha$  — угол, равный:

$$\alpha = \arctg \frac{x_{s1} + x'_{m1}}{r_1}.$$

Из уравнения (15) следует, что в синхронном режиме двигателя ток обмотки  $p_1$  синусоидален и содержит составляющие прямого  $I_0$ ,  $I_{z1}$  и обратного  $I_{z2}$  следования. Последняя имеет незначительную величину и ею без большой погрешности можно пренебречь. Кроме названных составляющих, ток обмотки  $p_1$  содержит активную составляющую  $I_a$ :

$$I_a = \frac{P_{ct}}{mk_E U_1},$$

где  $P_{ct}$  — сумма потерь в стали статора и ротора;

$k_E$  — коэффициент, равный отношению э. д. с. обмотки к напряжению фазы,

$$k_E = \frac{|\dot{U}_1 - I_1(r_1 + jx_{s1})|}{U_1} = \frac{x_{m1}}{z_0} \sqrt{1 + \left( \frac{x_{z1}I_2}{U} \frac{z_0}{z} \right)^2 \frac{r_1^2 + x_{s1}^2}{x_{m1}^2} + 2 \frac{x_{z1}I_2}{U} \frac{x_{s1}x_{m1} + x_{s1}^2 - r_1^2}{x_{m1}z}}.$$

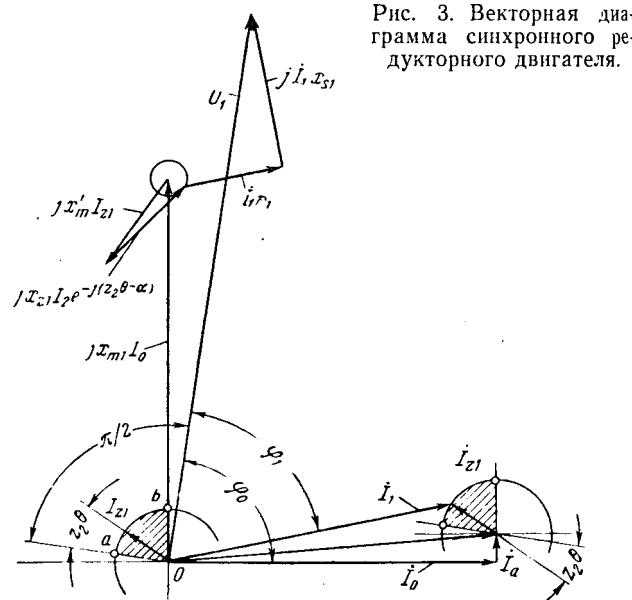


Рис. 3. Векторная диаграмма синхронного редукторного двигателя.

С учетом сказанного ток обмотки  $p_1$  в синхронном режиме двигателя можно определить по формуле

$$I_1 = I_0 e^{-j\varphi_0} + I_{z1} e^{-j(Z_2\theta - \frac{\pi}{2})} + I_a e^{-j(\varphi_0 - \frac{\pi}{2})}. \quad (18)$$

Поскольку при  $S_{vz}=0$  все составляющие тока  $I_1$  изменяются с одной частотой, можно представить при помощи уравнений (13) и (14) баланс напряжений обмотки  $p_1$  в следующем виде:

$$\dot{U}_1 - jx_{m1}I_0 - jx'_{m1}I_{z1} + jx_{z1}I_2 e^{-j(Z_2\theta - \alpha)} = I_1(r_1 + jx_{s1}). \quad (19)$$

На рис. 3 на основании уравнений (18) и (19) построена векторная диаграмма токов и напряжений двигателя, из которой следует, что при одном и том же значении тока  $I_2$  возбуждения и изменении нагрузки от нуля до максимума конца векторов токов  $I_{z1}$  и  $I_0$  скользят по окружности. Радиус этой окружности равен току  $I_{z1}$ . Диапазон изменения угла  $Z_2\theta$  при переходе от холостого хода к максимальной нагрузке меньше  $90^\circ$  (угол между отрезками  $Oa$  и  $Ob$ ), что обусловлено влиянием активного сопротивления обмотки  $p_1$ . С увеличением этого сопротивления, как следует из уравнения (13), уменьшается угол  $\varphi_0$  и вместе с этим сокращается диапазон изменения угла  $Z_2\theta$ .

Нетрудно установить, что геометрическим местом э. д. с.  $x_{z1}I_2$ , индуцированной в обмотке  $p_1$  зубцовыми гармониками поля обмотки  $p_2$ , является также окружность. Радиус этой окружности так же, как и окружности токов, зависит от тока возбуждения  $I_2$ . С увеличением этого тока увеличивается ток  $I_{z1}$  и коэффициент мощности синхронного редукторного двигателя.

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_0 \cos \varphi_0 + I_{z1} \sin Z_2\theta + I_a \sin \varphi_0}{I_1},$$

где

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_{z1}^2 + I_a^2 + 2I_0 I_{z1} \sin(Z_2 \theta - \varphi_0) + 2I_{z1} I_a \cos(Z_2 \theta - \varphi_0)}.$$

На рис. 4 изображены характеристики синхронного редукторного реактивного двигателя, определенные опытным и расчетным путем. Их хорошее совпадение свидетельствует о достоверности приведенных выше теоретических положений.

**Асинхронные редукторные двигатели.** Выше было установлено, что зубцовые гармоники ротора, возбужденные обмоткой переменного тока, вращаются относительно статора со скольжением  $S_{vz}$ . Если на статоре двигателя расположена вторая  $m$ -фазная обмотка  $p_2$ , то при соблюдении условий (11) и (12) часть зубцовых гармоник ротора обмотки  $p_1$  будет индуцировать в ней э. д. с. с частотой  $\omega S_{vz}$ . При замыкании этой обмотки накоротко в ней под действием наведенной э. д. с. будут протекать токи, которые возбуждают в воздушном зазоре магнитное поле реакции обмотки  $p_2$  на зубцовые гармоники ротора обмотки  $p_1$ .

На рис. 5 для случая односторонней зубчатости зазора поле реакции предложено в виде основной волны  $v' = p_2/p_1$  обмотки  $p_2$  и двух зубцовых гармоник ротора. Порядки и скорость вращения этих гармоник можно определить из выражений (5) и (6) с учетом частоты  $\omega S_{vz}$  тока обмотки  $p_2$ .

Так же как и в синхронном редукторном двигателе, порядок одной из зубцовых гармоник ротора  $v_{zR}$  обмотки  $p_1$  при соблюдении условий (9) и (11) оказывается равным порядку основной волны поля обмотки  $p_2$ . Нетрудно установить, что эти гармоники  $p_2/p_1$  и  $v_{zR}$  вращаются в пространстве синхронно, а их взаимодействие (стрелка  $a$  на рис. 5) обуславливает асинхронный момент. Скорость вращения ротора асинхронного редукторного двигателя, найденная из уравнения (7), равна:

$$\omega_2 = \pm \frac{\omega}{Z_2} (1 - S_{vz}) \quad (20)$$

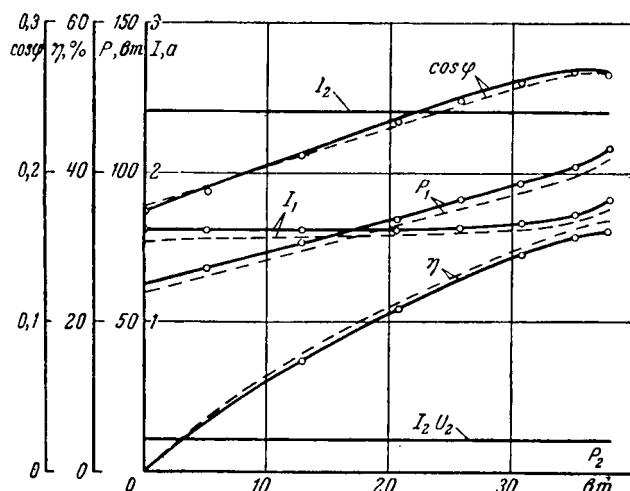


Рис. 4. Рабочие характеристики синхронного редукторного двигателя.

— расчет; — эксперимент

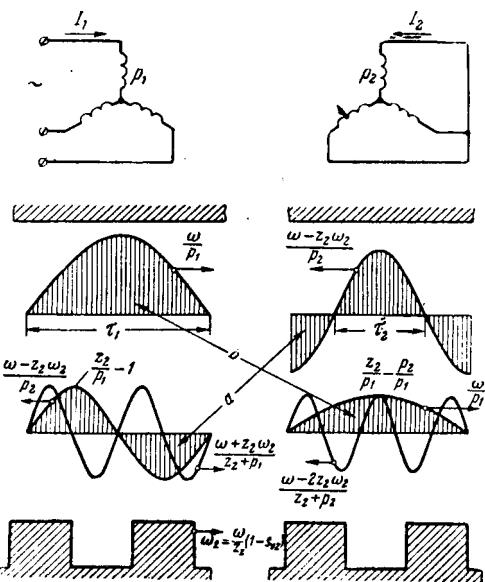


Рис. 5. Схема взаимодействия гармоник асинхронного редукторного двигателя.

или

$$n_2 = \pm \frac{60f}{Z_2} (1 - S_{vz}) \text{ [об/мин].}$$

Механическая мощность двигателя, зависящая от мощности, которая передается зубцовыми гармониками ротора от обмотки  $p_1$  в обмотку  $p_2$ , равна:

$$P'_2 = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{S_{vz}} - m_2 I_2^2 r_2 = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1 - S_{vz}}{S_{vz}}, \quad (21)$$

где  $m_2$  — число фаз обмотки  $p_2$ .

На величину этой мощности можно влиять путем изменения активного и реактивного сопротивлений обмотки  $p_2$ . Как и в обычных асинхронных двигателях, при изменении активного сопротивления короткозамкнутой обмотки изменяются критическое скольжение  $S_{vzm}$  и жесткость механических характеристик при постоянном максимальном моменте.

Наиболее интересным является случай, когда последовательно с каждой фазой обмотки  $p_2$  включена емкость. При этом с изменением общего реактивного сопротивления обмотки изменяются критическое скольжение и величина максимального момента, а жесткость рабочих участков механических характеристик остается во всех случаях приблизительно одинаковой. Эта особенность двигателя позволяет получить сверхмалые скорости вращения ротора при больших максимальных моментах.

Прежде чем приступить к определению токов и моментов асинхронного редукторного двигателя, рассмотрим уравнения напряжений обмоток.

Напряжение  $U_1$  фазы обмотки  $p_1$  уравновешивается э. д. с. самоиндукции  $-jx_{m1} I_1$ , которая при соблюдении условий (11) и (12) определяется магнитным потоком гармоник статора обмотки  $p_1$ , э. д. с. взаимоиндукции  $-jx_{12} I_2$ , обусловленной магнитным потоком зубцовых гармоник  $v'_{zR}$  ротора обмотки  $p_2$  (стрелка  $b$  на рис. 5), и падением на

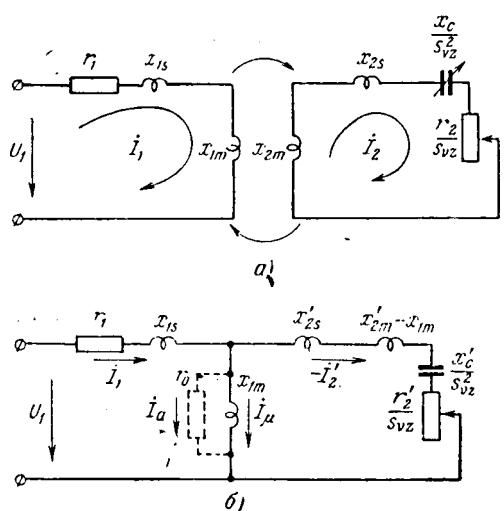


Рис. 6. Схемы замещения асинхронного редукторного двигателя.

проявления на активном  $r_1$  и реактивном  $x_{1z}$  сопротивлениях обмотки  $p_1$ :

$$\dot{U}_1 - jx_{m1}I_1 - jx_{1z}I_2 = I_1(r_1 + jx_{s1}). \quad (22)$$

Ток в обмотке  $p_2$  зависит от э. д. с.  $-jx_{2z}I_1$ , индуцированной в обмотке зубцовыми гармониками ротора  $v_{zR}$  обмотки  $p_1$  (стрелка  $a$  на рис. 5), э. д. с. самоиндукции  $-jx_{m2}I_2$ , обусловленной магнитным потоком гармоник статора обмотки  $p_2$ , и активного  $r_2$  и реактивного  $x_{s2}$  сопротивлений обмотки:

$$-jx_{2z}I_1 - jx_{m2}I_2 = I_2 \left[ \frac{r_2}{S_{vz}} + j \left( x_{s2} - \frac{x_c}{S_{vz}^2} \right) \right], \quad (23)$$

где  $x_c$  — реактивное сопротивление конденсатора, включенного последовательно с каждой фазой обмотки  $p_2$ , рассчитанное при частоте напряжения питания;

$x_{1z}, x_{2z}$  — взаимные индуктивности обмоток;  $x_{m1}, x_{m2}$  — главные реактивные сопротивления обмоток  $p_1$  и  $p_2$  соответственно, обусловленные собственными гармониками статора.

По уравнениям (22) и (23) нетрудно определить токи  $I_1, I_2$  обмоток  $p_1$  и  $p_2$ :

$$i_{1n} = I_{1m} \sin \left[ \omega t - \varphi_1 - \pi(n-1) \frac{m_1 - 1}{m_1} \right];$$

$$i_{2n} = I_{2m} \sin \left[ S_{vz}\omega t - \varphi_2 + \pi(n-1) \frac{m_2 - 1}{m_2} \right],$$

где  $m_1, m_2$  — число фаз обмоток  $p_1$  и  $p_2$ .

Уравнениям (22) и (23) соответствует схема замещения асинхронного редукторного двигателя, изображенная на рис. 6, а. Обмотки  $p_1$  и  $p_2$  представлены на этом рисунке в виде двух контуров. Мощность, потребляемая из сети первым контуром, за вычетом потерь в меди от тока  $I_1$  передается зубцовыми гармониками ротора в обмотку  $p_2$ .

Эту схему замещения посредством известных в электротехнике преобразований можно привести к Т-образной схеме, которая представлена на рис. 6, б. Преобразованные уравнения (22) и (23) в этом случае будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 - jx_{m1}I_1 &= I_1(r_1 + jx_{s1}); \\ -jx_{m1}I_1 &= I'_2 \left[ \frac{r'_2}{S_{vz}} + j(x'_{s2} + x'_{m2} - \right. \\ &\quad \left. - x_{m1} - \frac{x_c'}{S_{vz}^2}) \right]; \\ I_\mu &= I_1 + I'_2. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (24)$$

Приведенные к первичной обмотке значения тока и сопротивлений обмотки  $p_2$  равны:

$$\begin{aligned} I'_2 &= I_2 k_i; \quad x'_{m2} = x_{m2} k_R; \\ x'_{s2} &= x_{s2} k_R; \quad x'_c = x_c k_R; \\ r'_2 &= r_2 k_R, \end{aligned}$$

где  $k_i, k_R$  — коэффициенты приведения тока и сопротивлений обмотки, равные:

$$\begin{aligned} k_i &= \frac{m_2}{m_1} \cdot \frac{W_2 k_{w2}}{W_1 k_{w1}} \cdot \frac{p_1}{p_2} \cdot \frac{k_z(\beta)}{k_1(\beta)} \cdot \frac{k_{\mu1}}{k_{\mu2}}; \\ k_R &= \frac{k_e}{k_i} = \frac{m_1}{m_2} \left[ \frac{W_1 k_{w1}}{W_2 k_{w2}} \cdot \frac{p_2}{p_1} \cdot \frac{k_1(\beta)}{k_2(\beta)} \right] \frac{k_{\mu2}}{k_{\mu1}}; \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (25)$$

$k_{\mu1}, k_{\mu2}$  — коэффициенты насыщения стали магнитными потоками обмоток  $p_1$  и  $p_2$ ;  $k_e$  — коэффициент приведения э. д. с. обмотки  $p_2$ . Значение этого коэффициента можно определить, если обратиться к уравнениям (22) и (23), из которых следует, что при разомкнутой обмотке  $p_2$  э. д. с. обмоток равны:

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 x_{m1}; \\ E_2 &= I_1 x_{2z}; \\ k_e &= \frac{E_1}{E_2} = \frac{x_{m1}}{x_{2z}} = \frac{W_1 k_{w1}}{W_2 k_{w2}} \cdot \frac{p_2}{p_1} \cdot \frac{k_1(\beta)}{k_z(\beta)}. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (26)$$

Схема замещения, изображенная на рис. 6, б, аналогична схеме замещения обычного асинхронного двигателя с той лишь разницей, что в рассматриваемом случае коэффициенты приведения э. д. с., тока и сопротивлений определяются не только числом фаз обмоток, числом витков и обмоточными коэффициентами, но и их числами полюсов, а также коэффициентами  $k_1(\beta), k_2(\beta), k_z(\beta)$ , которые зависят от спектрального состава собственных и взаимных полей обмоток. Одни из них —  $k_1(\beta)$  и  $k_2(\beta)$  определяют степень уменьшения собственных магнитных потоков обмоток  $p_1$  и  $p_2$  из-за зубчатого строения воздушного зазора, другой  $k_z(\beta)$  характеризует взаимный поток обмоток. При гладком роторе магнитная связь обмоток отсутствует, поскольку при этом

$$k_z(\beta) = 0, k_i = 0, k_e = \infty, k_R = \infty.$$

В обычных асинхронных машинах взаимные и собственные потоки статора и ротора, проходящие через воздушный зазор, равны друг другу. Вследствие этого у них разница реактивных сопротивлений ( $x'_{m2} - x_{m1}$ ) равна нулю.

В асинхронных редукторных двигателях в силу условия (12) собственные и взаимные потоки об-

моток отличаются друг от друга. Поэтому приведенное значение реактивного сопротивления  $x'_{m2}$  короткозамкнутой обмотки асинхронного редукторного двигателя не равно реактивному сопротивлению  $x_{m1}$  обмотки питания:

$$x'_{m2} = x_{m1} \frac{k_1(\beta)k_2(\beta)}{k_z^2(\beta)}. \quad (27)$$

Влияние потерь в стали на величину тока обмотки  $p_1$  учитывается составляющей  $I_a$ , протекающей в параллельной ветви с сопротивлением  $r_0$  (рис. 6,б), которая равна:

$$I_a = \frac{P_{ct}}{m_1 k_E U_1}.$$

Коэффициент  $k_E$  для асинхронного редукторного двигателя при помощи уравнений (24) может быть определен как:

$$k_E = \frac{|\dot{U}_1 - I_1(r_1 + jx_{s1})|}{U_1} = \frac{x_{m1}}{z_0} \times \\ \times \sqrt{1 + \left(\frac{x_{m1}}{z'_2}\right)^2 - 2 \frac{x_{m1}}{(z'_2)^2} \left(x'_{s2} + x'_{m2} - \frac{x'_c}{S_{vz}^2}\right)},$$

где  $z_0$  — полное сопротивление обмотки  $p_1$ :

$z'_2$  — приведенное значение полного сопротивления обмотки  $p_2$ ;

$$z_0 = r_1 + j(x_{s1} + x_{m1});$$

$$z'_2 = \frac{r'_2}{S_{vz}} + j\left(x'_{s2} + x'_{m2} - \frac{x'_c}{S_{vz}^2}\right).$$

При работе двигателя на естественной характеристике ( $x_c = 0$ ) с малым скольжением  $S_{vz}$  коэффициент  $k_E$  равен:

$$k_E \approx \frac{x_{m1}}{z_0}.$$

Если электромагнитную мощность двигателя, определяемую по уравнению (21), выразить через приведенные ток  $I'_2$  и сопротивление  $r'_2$ , то электромагнитный момент асинхронного редукторного реактивного двигателя будет равен:

$$M = \frac{P'_2}{\omega_2} = \frac{m_1 Z_2 r'_2 U_1^2 S_{vz}}{\omega \left\{ \left[ \left( \frac{z_0 z'_2}{x_{m1}} \right)^2 + x_{m1}^2 - 2(x_{s1} + x_{m1}) \left( x'_{s2} + x'_{m2} - \frac{x'_c}{S_{vz}^2} \right) \right] S_{vz} + 2r_1 r'_2 \right\} [д\mathcal{H}]. \quad (28)$$

На основании этого выражения нетрудно найти критическое скольжение двигателя:

$$S_{vzm} = \pm \sqrt{\frac{(r'_2)^2 - 2ax'_c}{2a^2} \left( 1 \pm \sqrt{1 + \frac{4ax'_c(r'_2)^2}{[4ax'_c - (r'_2)^2]^2}} \right) \pm \frac{x'_c}{a} \sqrt{1 + \frac{4ax'_c(r'_2)^2}{[4ax'_c - (r'_2)^2]^2}}} , \quad (29)$$

где

$$a = x'_{s2} + x'_{m2} - \frac{x_{m1}^2}{x_{m1} + x_{s1}}.$$

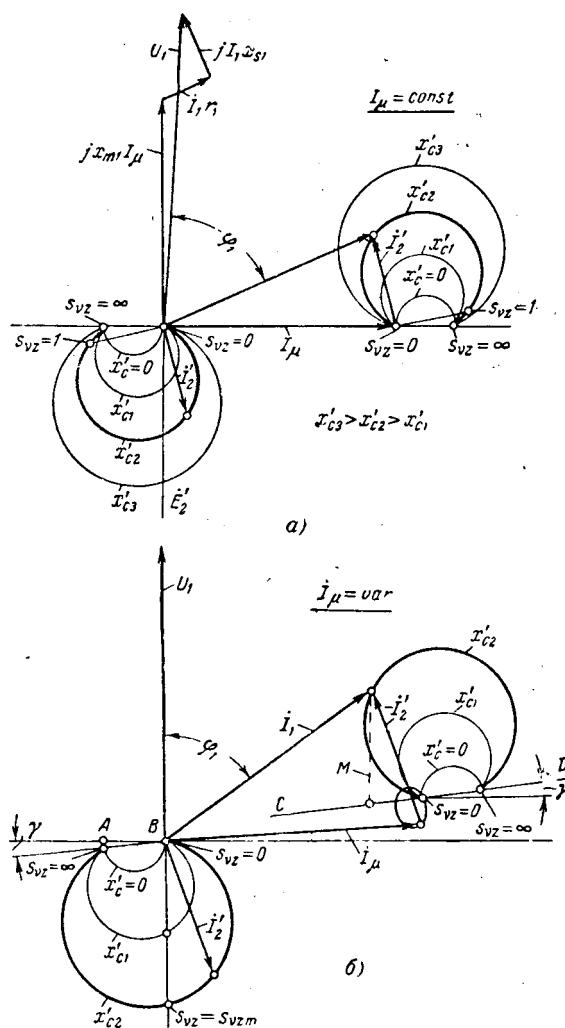


Рис. 7. Векторные диаграммы асинхронного редукторного двигателя.

При малом активном сопротивлении вторичной цепи двигателя и  $x_c \neq 0$  выражение для критического скольжения двигателя приобретает более простой вид:

$$S_{vzm} \approx \pm \sqrt{\frac{x'_c}{x'_{s2} + x'_{m2} - x_{m1}}}. \quad (30)$$

Если выражение (30) подставить в уравнение (28), то нетрудно будет установить величину максимального момента:

$$M_m \approx \pm \frac{(x_{m1} U_1)^2}{r'_2 (x_{s1} + x_{m1})^2 \sqrt{\frac{x'_{s2} + x'_{m2} - x_{m1}}{x'_{c}} \pm 2r_1 x_{m1}^2}}. \quad (31)$$

На рис. 7 показаны векторные диаграммы токов и напряжений асинхронного редукторного двигателя. Одна из них (рис. 7, а) является упрощенной и построена в предположении, что намагничающий ток  $I_\mu$  в различных режимах работы двигателя является постоянным. В действительности же этого нет: ток  $I_\mu$  изменяется как по величине, так и по фазе за счет демпфирующего действия короткозамкнутой обмотки двигателя. Коэффициент демпфирования на основании уравнений (24) может быть представлен в следующем виде:

$$\Delta = \left| \frac{I_\mu}{I_1} \right| = \left| 1 - j \frac{x_{m1}}{z'_2} \right| = \sqrt{1 - \frac{2x_{m1}(x'_{s2} + x'_{m2} - 0,5x_{m1} - \frac{x'_c}{S_{vz}^2})}{(z'_2)^2}}. \quad (32)$$

Зависимость этого коэффициента от скольжения  $S_{vz}$  при различных значениях реактивного сопротивления  $x'_c$  показана на рис. 8.

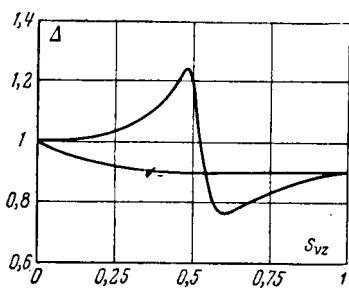


Рис. 8. Коэффициент демпфирования.

На рис. 7, б представлена уточненная векторная диаграмма асинхронного редукторного двигателя, построенная по уравнениям (24) с учетом демпфирующего действия обмотки  $p_2$ . В обоих случаях геометрическим местом токов  $I_1$  и  $I'_2$ , при  $x'_c = 0$  является окружность. По мере увеличения реактивного сопротивления  $x'_c$  увеличивается диапазон изменения токов  $I_1$  и  $I'_2$ , при этом годографы токов отличаются от окружности. Все графики токов имеют общие точки, соответствующие скольжениям  $S_{vz} = 0$  и  $S_{vz} = \infty$ . Точка  $S_{vz} = \infty$  на уточненной диаграмме расположена под углом  $\gamma$  к оси абсцисс. Этот угол и диаметр  $AB$  окружности тока  $I'_2$  при  $x'_c = 0$ , найденные из уравнений (24), равны:

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{x_{m1}}{r_1} \left( 1 - \frac{x_{m1}}{x'_{s2} + x'_{m2}} + \frac{x_{s1}}{x_{m1}} \right);$$

$$AB = \frac{x_{m1} U_1}{\cos \gamma \sqrt{r_1^2 (x'_{s2} + x'_{m2})^2 + [(x'_{s2} + x'_{m2})(x_{s1} + x_{m1}) - x_{m1}^2]^2}}. \quad (33)$$

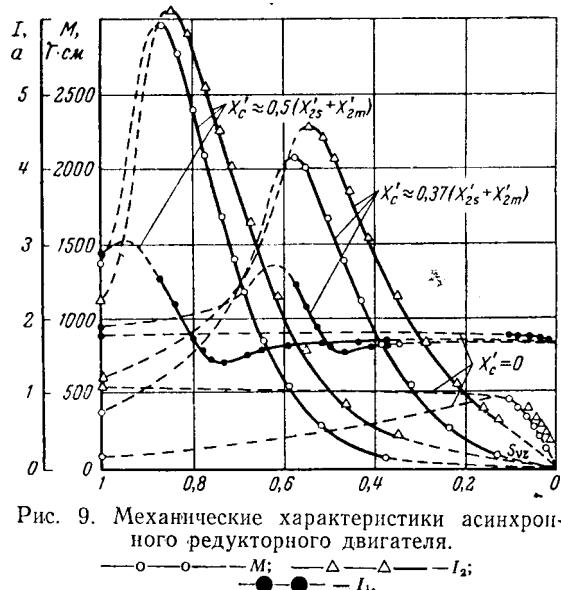


Рис. 9. Механические характеристики асинхронного редукторного двигателя.

—  $M$ ; —  $I_2'$

В отличие от упрощенной диаграммы, в которой геометрические места токов  $I'_2$  и  $I_1$  одинаковые, в уточненной диаграмме площадь, ограниченная графиком тока  $I'_2$ , больше площади, ограниченной графиком тока  $I_1$ , что вызвано изменением намагничающего тока  $I_\mu$ . На рис. 7, б показана зависимость тока  $I_\mu$  от скольжения при  $x'_c \approx 0,3$  ( $x'_{s2} + x'_{m2}$ ). Геометрическим местом этого тока, построенным по уравнениям (24), является эллипс.

Рассмотренные схемы замещения и векторные диаграммы показывают, что основные закономерности обычных асинхронных двигателей характерны и для асинхронных редукторных двигателей. Так, работу асинхронного редукторного двигателя в различных режимах можно исследовать, так же как и обычных асинхронных машин, при помощи векторной диаграммы. Например, для построения механических характеристик следует провести прямые параллельно осям ординат до пересечения с графиком тока  $I_1$  и линией  $CD$  электромагнитной мощности, проходящей через точки  $S_{vz} = 0$  и  $S_{vz} = \infty$ . Отрезки прямых между графиком тока и линией электромагнитной мощности пропорциональны моменту двигателя при различных скольжениях  $S_{vz}$ .

На рис. 9 показаны характеристики одного из опытных образцов асинхронных редукторных двигателей, снятые экспериментально. Аналогичные характеристики можно построить и на основании уточненной векторной диаграммы. При скольжении, равном критическому  $S_{vzm}$ , наблюдается максимум тока  $I'_2$  и момента, чему соответствуют точки пересечения графиков тока  $I'_2$  с осью ординат (рис. 7, б). Максимум коэффициента мощности асинхронного двигателя наблюдается при скольжении  $S_{vzp}$ , при кото-

ром индуктивное сопротивление обмотки  $p_2$  полностью скомпенсировано емкостным сопротивлением:

$$S_{vzp} = \pm \sqrt{\frac{x'_c}{x'_{s2} + x'_{m2}}}. \quad (34)$$

**Приложение I.** Данные опытного образца редукторного двигателя, испытанного в синхронном и асинхронном режимах.

Обмотка питания двигателя:

напряжение фазы  $U=75$  в; частота питания  $f=500$  гц; число фаз  $m_1=3$ ; число полюсов  $2p_1=4$ ; число витков  $W_1=112$ ; шаг обмотки  $y_1=5$ ; активное сопротивление  $r_1=2,86$  ом; реактивное сопротивление рассеяния  $x_{s1}=4,55$  ом; число пазов статора  $Z_0=24$ ; число пазов ротора  $Z_2=6$ ; раскрытие пазов: статора  $b_{n0}=0,9$  мм, ротора  $b_{n2}=7,77$  мм.

Вторичная обмотка редукторного двигателя:

число фаз  $m_2=3$ ; число полюсов  $2p_2=8$ ; число витков  $W_2=104$ ; шаг обмотки  $y_2=3$ ; активное сопротивление  $r_2=1,2$  ом; реактивное сопротивление рассеяния  $x_{s2}=3,66$  ом; ток обмотки  $p_2$  при питании ее от источника постоянного тока,  $I_2=2,4$  а; диаметр и длина пакета статора:  $D_a=30$  мм,  $l=56$  мм; воздушный зазор  $\delta=0,15$  мм; электротехническая сталь — Э31;

**Приложение II.** Принятые обозначения.

Главные реактивные сопротивления обмоток:

$$x_{m1} = 25,1m_1 f D_a l \left( \frac{W_1 k_{w1}}{p_1} \right)^2 \frac{k_1(\beta)}{\delta k_{\mu1}} 10^{-8} [\text{ом}];$$

$$x_{m2} = 25,1m_2 f D_a l \left( \frac{W_2 k_{w2}}{p_2} \right)^2 \frac{k_1(\beta)}{\delta k_{\mu2}} 10^{-8} [\text{ом}].$$

Взаимное реактивное сопротивление обмотки  $p_1$  синхронного редукторного двигателя:

$$x_{z1} = 35,4 f D_a l \frac{W_1 W_2}{p_1 p_2} k_{w1} k_{w2} \frac{k_z(\beta)}{\delta k_{\mu1} k_{\mu2}} 10^{-8} [\text{ом}].$$

Коэффициенты собственных и взаимных индуктивностей обмоток:

$$k_1(\beta) = \frac{1}{2\lambda_0 k_{w1}} \left[ 2A k_{w1} - B \left( \frac{k_{wz1}}{v_{z2}} + \frac{k_{wz2}}{v_{z2}} \right) \cos Z_1 \alpha_1 \right];$$

$$k_2(\beta) = \frac{1}{2\lambda_0 k_{w2}} \left[ 2A k_{w2} - B \left( \frac{k''_{wz1}}{v''_{z1}} + \frac{k''_{wz2}}{v''_{z2}} \right) \cos Z_1 \alpha_2 \right];$$

$$k_z(\beta) = \frac{1}{2\lambda_0 k_{w1}} \left[ \frac{D}{2} \left( \frac{k'_{wz6}}{v'_{z6}} + \frac{k'_{wz8}}{v'_{z8}} \right) - C \frac{k'_{wz4}}{v'_{z4}} \cos Z_1 \alpha_2 \right].$$

Порядки зубцовых гармоник поля, возбужденных обмоткой  $p_1$ :

$$v_{z1} = \frac{Z_1}{p_1} + 1; v_{z2} = \frac{Z_1}{p_1} - 1.$$

Порядки зубцовых гармоник поля, возбужденных обмоткой  $p_2$ , выраженные волях полюсного деления обмотки  $p_1$ :

$$v'_{z4} = \frac{Z_2}{p_1} - \frac{p_2}{p_1}; \quad v'_{z6} = \frac{Z_2 - Z_1}{p_1} - \frac{p_2}{p_1};$$

$$v'_{z8} = \frac{Z_2 + Z_1}{p_1} - \frac{p_2}{p_1}$$

и волях полюсного деления обмотки  $p_2$ :

$$v''_{z1} = \frac{Z_1}{p_2} + 1;$$

$$v''_{z2} = \frac{Z_1}{p_2} - 1.$$

Приведенные выше выражения справедливы при числе пазов ротора, равном:

$$Z_2 = Z_1 + p_1 \pm p_2.$$

В случае, когда

$$Z_2 = Z_1 - p_1 \pm p_2,$$

необходимо в выражениях для порядков гармоник  $v'_z$  знаки перед слагаемым  $p_2/p_1$  поменять на обратные;

$D_a$ ,  $l$  — диаметр расточки и длина пакета статора, см;  
 $\delta$  — величина воздушного зазора, мм;

$k_{w1}$ ,  $k_{w2}$ ,  $k'_{w1}$ ,  $k'_{w2}$  — обмоточные коэффициенты соответственно основной волны поля  $v=1$ , зуловых гармоник статора  $v_z$  обмотки  $p_1$  и зубцовых гармоник ротора  $v'_z$  обмотки  $p_2$ .

$k_{w2}$ ,  $k''_{w2}$  — обмоточные коэффициенты основной волны поля обмотки  $p_2$  и зубцовых гармоник статора порядка  $v''_z$ . Обмоточные коэффициенты рассчитываются по обычной методике с учетом шага обмотки, ее распределения и порядков гармоник, которые с ней сцепляются;

$\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  — смещение оси полюсов обмоток  $p_1$  и  $p_2$  относительно середины паза статора. Если оси полюсов и паза совпадают, то  $\alpha_{1(2)}=0$ . Если совпадают оси полюсов и ось зубца статора, то  $\alpha_{1(2)} = \frac{\pi}{Z_1}$ ;

$\lambda_0 = \frac{4\pi \cdot 10^{-4}}{\delta}$  —магнитная проводимость равномерного зазора,  $\text{сН/м}^2$ ;

$A, B, C, D$  — составляющие магнитной проводимости зубчатого воздушного зазора. Их выражения приводятся в [Л. 5]. Для приближенных расчетов можно воспользоваться следующими формулами:

$$A = \frac{4\pi \cdot 10^{-4}}{\delta} (1 - \beta_1) (1 - \beta_2);$$

$$B = \frac{4\pi \cdot 10^{-4}}{\delta} \beta_1 (1 - \beta_2);$$

$$C = \frac{4\pi \cdot 10^{-4}}{\delta} \beta_2 (1 - \beta_1);$$

$$D = \frac{4\pi \cdot 10^{-4}}{\delta} \beta_1 \beta_2,$$

где  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  — коэффициенты деформации магнитного поля пазами статора и ротора, рассчитываемые по известным уравнениям [Л. 3 и 4].

## Литература

1. Куракин А. С. и Юферов Ф. М., О принципе действия редукторных двигателей, Изв. вузов, Электромеханика, 1964, № 2.

2. Штурман Г. И. и Левин Н. Н., Асинхронный двигатель индукторного типа, Сб. ЦИНТИ по бесконтактным электрическим машинам, 1962.

3. Куракин А. С., Поле в зазоре редукторного двигателя, Изв. вузов, Электромеханика, 1963, № 2.

4. Вольдек А. И., Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин, Труды Ленинградского политехнического института, 1953, № 3.

5. Куракин В. С., Редукторные электродвигатели на зубцовых гармониках поля, Кандидатская диссертация, Московский энергетический институт, 1964.

[18.2.1966]



# Влияние рабочего напряжения на импульсные перенапряжения в обмотках трансформаторов

Канд. техн. наук С. Д. ЛИЗУНОВ

Канд. техн. наук А. В. САПОЖНИКОВ

Москва

В соответствии с ГОСТ 1516-60 [Л. 1] импульсные испытания полной волной внутренней изоляции силовых трансформаторов, измерительных трансформаторов напряжения, шунтирующих и заземляющих реакторов производятся более высоким напряжением, чем напряжение внутренней изоляции аппаратов. Испытательное напряжение трансформаторов выше, чем аппаратов, на  $U_{\text{кл}}/2$ , где  $U_{\text{кл}}$  — число, равное классу напряжения. Так, для аппаратов класса 110 кв испытательное напряжение равно 425 кв<sub>макс</sub>, а для трансформаторов  $425 + \frac{110}{2} = 480$  кв<sub>макс</sub> (на 13% больше). Добавка  $U_{\text{кл}}/2$  введена потому, что при испытании импульсы прикладываются к невозбужденному трансформатору, тогда как в эксплуатации атмосферные перенапряжения действуют на находящийся под рабочим напряжением трансформатор. С повышением класса напряжения относительная величина добавки увеличивается. Для данного класса она увеличивается при переходе на защиту трансформаторов вентильными разрядниками с магнитным гашением и снижении при этом импульсных испытательных напряжений.

Испытательные напряжения срезанной волны для внутренней изоляции трансформаторов и аппаратов установлены в [Л. 1] одинаковыми.

Возбуждение трансформатора во время приложения импульсной волны влияет на величину возникающих в обмотках перенапряжений. Наиболее существенно влияние на действия в продольной изоляции, т. е. между катушками, слоями витков и т. п. Это влияние было рассмотрено в [Л. 2], однако в основном лишь для применявшихся в довоенные годы обмоток с резко неравномерным распределением импульсного напряжения; не был проанализирован ряд аспектов влияния возбуждения, приобретших существенное значение с появлением новых конструкций обмоток, внедрением автотрансформаторов и т. д.

Обоснование принятого в [Л. 1] учета возбуждения дано в пояснительной записке (не опубликованной) к проекту этого стандарта, составленной А. В. Пановым в 1958 г.

О влиянии возбуждения даны некоторые, далеко не полные разъяснения в [Л. 3—5]. В зарубежной литературе вопрос о влиянии возбуждения освещен еще меньше, чем в отечественной. Между тем к этому вопросу в последнее время проявляется значительный интерес, что связано с совершенствованием нормативов по грозозащите. В связи с этим в статье сделана попытка возможно более полно рассмотреть вопрос о влиянии возбуждения.

**Развитие методов импульсных испытаний в СССР.** Первые импульсные испытания производились на Московском трансформаторном заводе

(МТЗ) с возбуждением трансформатора напряжением 50 гц как при полной, так и при срезанной волне. Импульс прикладывался к обмотке в момент близкий к максимуму (в пределах  $\pm 30^\circ$ ) полуволны рабочего напряжения обратной полярности. Применяя возбуждение, имели также в виду, что такой метод испытания облегчает выявление пробоев продольной изоляции.

Опыт импульсных испытаний довольно скоро показал, что возбуждение трансформатора как средство, облегчающее обнаружение пробоев продольной изоляции, недостаточно эффективно. Более того, возбуждение препятствовало развитию методов выявления импульсных пробоев этой изоляции путем измерения тока в заземлении обмоток или наводимого на неиспытываемых обмотках напряжения. Это привело к отказу от возбуждения трансформаторов при их импульсном испытании.

При отказе от возбуждения учитывалось, что это связано с существенным ослаблением импульсных воздействий на продольную изоляцию обмотки, испытываемой полной волной, и поэтому ее амплитуда должна быть повышена, чтобы скомпенсировать отсутствие возбуждения. Для более или менее точной компенсации необходимое повышение амплитуды следовало бы определять в зависимости от распределения импульсного напряжения в данной испытываемой обмотке. При этом испытательное напряжение полной волны было бы неодинаковым для трансформаторов разных типов. Это представило бы большое неудобство. Поэтому в ГОСТ 1516-60 по предложению Е. С. Фрида нормирована одна усредненная величина повышения амплитуды полной волны при испытании без возбуждения, равная  $U_{\text{кл}}/2$ , что соответствует значению  $G_i/G_p \approx 2$  (см. ниже).

В [Л. 1] испытательные напряжения полной волны указаны не только для испытания невозбужденного трансформатора, но и для испытания с возбуждением. Последние величины фактически непосредственно не используются, но показывают, как нужно учитывать влияние возбуждения, существующего при эксплуатации.

**Развитие метода импульсных испытаний в США и нормативы МЭК.** За рубежом импульсное испытание возбужденных трансформаторов проводилось только в США. В стандартах европейских стран испытание с возбуждением не нормировалось.

Развитие метода импульсных испытаний в США нашло отражение в американском стандарте на трансформаторы и реакторы. В первом его издании (1942 г.) указан только один метод — испытание возбужденного трансформатора при полной и срезанной волнах, при обратной полярности им-

пульса и полуволны рабочего напряжения. После широкой дискуссии [Л. 6] в следующем издании стандарта (1948 г.) добавлено, что по соглашению с заказчиком испытание может производиться без возбуждения. Наконец, в действующем стандарте (1958 г.) [Л. 7] нормировано импульсное испытание без возбуждения; указано, что последнее применяется, лишь когда это специально оговорено при заказе. Фактически же испытания с возбуждением не производятся в США уже длительное время [Л. 8, 9].

Для испытания невозбужденного трансформатора в стандарте США установлена та же величина импульсного испытательного напряжения, что и при испытании с возбуждением, хотя признается, что отказ от возбуждения может приводить к снижению воздействий в продольной изоляции на 10—14% или больше (при относительно низких уровнях изоляции) [Л. 8].

Методы испытания силовых трансформаторов рассматриваются в публикации 76 МЭК. В первом ее издании [Л. 10] и проекте изменения этого издания ничего не сказано о возбуждении трансформаторов во время импульсного испытания. Однако недавно на рабочей группе СИГРЭ был поставлен, со ссылкой на нормативы СССР, вопрос: не следует ли, устанавливая импульсное испытательное напряжение трансформаторов, испытываемых без возбуждения, учитывать (компенсировать) влияние возбуждения на воздействия в продольной изоляции обмоток.

**Влияние возбуждения на потенциалы обмотки при полной волне.** На рис. 1 показано изменение потенциала линейного зажима обмотки при воздействии полной волны на возбужденный трансформатор. Величину рабочего напряжения принимаем неизменной в пределах рассматриваемого времени (порядка десятков микросекунд) и равной амплитуде наибольшего фазного напряжения.

Для выявления основных закономерностей рассмотрим влияние возбуждения на потенциалы в равномерной обмотке с заземленной нейтралью при воздействии бесконечно длинной прямоугольной волны. Возникающие в обмотке колебания и вызываемые ими перенапряжения определяются разностью начального и конечного (индуктивного) распределений напряжения вдоль обмотки [Л. 11]. Первое зависит от емкостного параметра  $a$ , второе можно принять равномерным. Принимаем далее, что амплитуда импульсного напряжения  $U_A$  не зависит от значения рабочего напряжения в момент воздействия импульса на возбужденный трансформатор (как при приложении импульсного напряжения от источника бесконечной мощности). Неизменным будет и конечное распределение напряжения. Начальное же распределение зависит от значения (полярности) рабочего напряжения; его амплитуду обозначим  $U_\Phi$ .

Воздействие на зажимах обмотки возбужденного трансформатора представляем как наложение импульса с амплитудой  $U_A + U_\Phi$  (при обратной полярности импульса и рабочего напряжения) или  $U_A - U_\Phi$  (при одинаковой полярности) на рабочее напряжение. Это возможно, так как схема замещения линейна.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

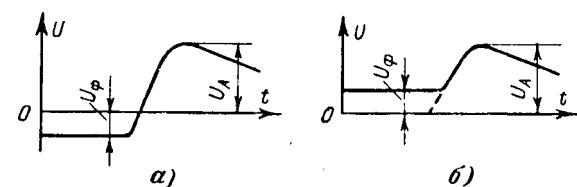


Рис. 1. Напряжение на зажимах обмотки возбужденного трансформатора при воздействии на нее импульса в случае обратной (а) и одинаковой (б) полярности импульса и полуволны рабочего напряжения.

Здесь и на других рисунках:  $U$  — напряжение;  $t$  — время. Неуказанные в подписях обозначения см. в тексте.

Начальное распределение напряжения при наличии возбуждения  $U_{\text{п.в.}}(x)$  выразится [Л. 12]:

$$U_{\text{п.в.}}(x) = (U_A \pm U_\Phi) \frac{\sinh \alpha (1-x)}{\sinh \alpha} \mp U_\Phi (1-x), \quad (1)$$

где  $x$  — расстояние точек обмотки от линейного конца при полной длине, принятой равной единице.

Верхний знак в формуле (1) соответствует обратной, нижний — одинаковой полярности импульса и рабочего напряжения. В дальнейшем рассматриваем первый случай, соответствующий большей разности начального и конечного распределения напряжений (рис. 2) и, следовательно, большей величине перенапряжений в обмотке.

При отсутствии возбуждения выражение для начального распределения напряжения  $U_{\text{п.в.}}(x)$  отличается от (1) отсутствием членов с  $U_\Phi$ .

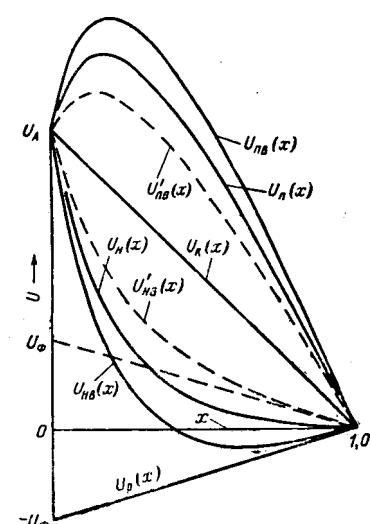
Огибающая потенциалов точек обмотки при отсутствии возбуждения  $U_{\text{п.в.}}(x)$  может быть принята равной  $2U_k(x) - U_{\text{п.в.}}(x)$ , а при наличии возбуждения  $U_{\text{п.в.}}(x) = 2U_k(x) - U_{\text{п.в.}}(x)$  (рис. 2). После преобразований, используя (1), получаем  $\sigma_{\text{п.в.}} = U_{\text{п.в.}}(x)/U_{\text{п.в.}}(x)$  — относительное повышение потенциалов из-за возбуждения:

$$\sigma_{\text{п.в.}} = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \frac{(1-x) \sinh \alpha - \sinh \alpha (1-x)}{2(1-x) \sinh \alpha - \sinh \alpha (1-x)}. \quad (2)$$

При  $x=0$  (у линейного конца обмотки)  $\sigma_{\text{п.в.}}=1$ , т. е. влияния возбуждения нет. По мере удаления от

Рис. 2. Распределение напряжения вдоль обмотки с заземленной нейтралью.

$U_{\text{п.в.}}(x)$  — распределение рабочего напряжения перед воздействием импульса;  $U_{\text{п.в.}}(x)$  и  $U'_{\text{п.в.}}(x)$  — начальное распределение напряжения соответственно при отсутствии возбуждения, при обратной и при одинаковой полярности импульса и рабочего напряжения;  $U_k(x)$  — конечное распределение напряжения;  $U_{\text{п.в.}}(x)$ ,  $U_{\text{п.в.}}(x)$  и  $U'_{\text{п.в.}}(x)$  — огибающая потенциалов при отсутствии возбуждения, при обратной и при одинаковой полярности импульса и рабочего напряжений.



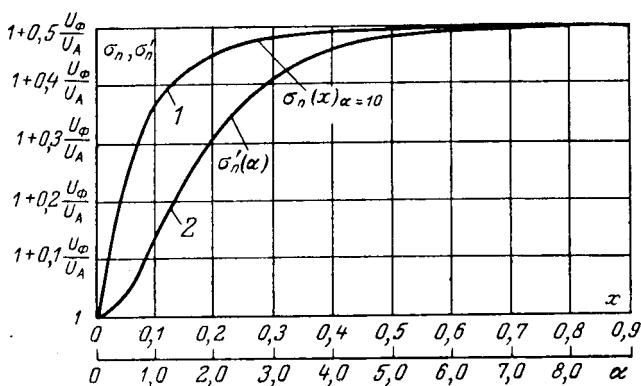


Рис. 3. Относительное повышение потенциалов в равномерной обмотке.

$\sigma_n(x)$  — при  $\alpha=10$  (кривая 1) и  $\sigma'_n(x)$  (кривая 2).

линейного конца  $\sigma_n$  увеличивается (рис. 3), стремясь к величине  $\sigma'_n$ :

$$\sigma'_n = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \frac{1 - \frac{\alpha}{\sinh \alpha}}{2 - \frac{\alpha}{\sinh \alpha}}. \quad (3)$$

С увеличением  $\alpha$  величина  $\sigma'_n$  растет (рис. 3), стремясь к значению  $\sigma''_n$ :

$$\sigma''_n = 1 + 0,5 \frac{U_\Phi}{U_A}. \quad (4)$$

Соотношения (2) — (4) достаточно правильно характеризуют влияние возбуждения на потенциалы также и при полной волне 1,5/40 мкsec.

Если для обмотки класса 110 кв с уровнем изоляции по [Л. 1] отношение  $U_\Phi/U_A$  с учетом формул координации принять равным 0,27, то в случае большой величины  $\alpha$  повышение потенциала в глубине равномерной обмотки  $\sigma''_n$  составит 1,135, а в неравномерной обмотке оно может быть и больше.

В практических случаях, когда для конкретной (в том числе неравномерной) обмотки известна измеренная при отсутствии возбуждения огибающая потенциалов  $u_n(x) = \frac{U_n(x)}{U_A}$ ,  $\sigma_n$  выражается так:

$$\begin{aligned} \sigma_n(x) &= \frac{u_n(x)(U_A + U_\Phi) - U_\Phi(1-x)}{u_n(x)U_A} = \\ &= 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \left[ 1 - \frac{1-x}{u_n(x)} \right], \end{aligned} \quad (5)$$

где  $x$  — относительное число витков между рассматриваемой точкой и линейным концом обмотки.

По формуле (5) для трансформатора класса 110 кв мощностью 10 Мвт по измеренным величинам  $u_n(x)$  получаем следующие значения  $\sigma_n$  (при  $U_\Phi/U_A=0,27$ ):

$x$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$u_n$	1	0,94	0,84	0,82	0,9	0,84	0,77	0,69	0,56	0,37	0
$\sigma_n$	1	1,01	1,01	1,04	1,09	1,11	1,13	1,15	1,17	1,2	—

Влияние возбуждения на градиенты при полной волне. Возбуждение может оказывать существенное влияние на так называемые импульсные градиенты,

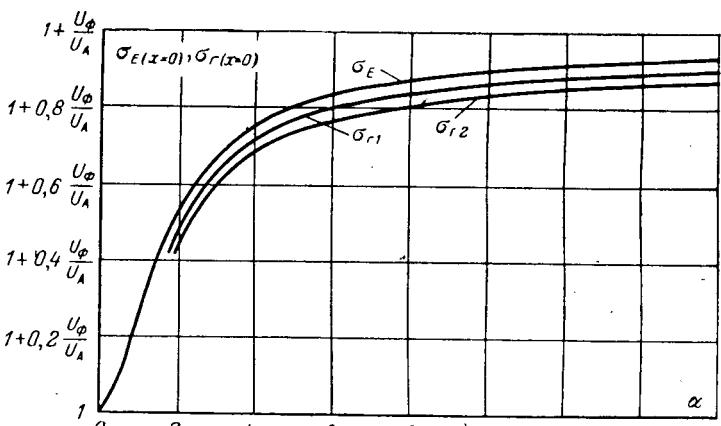


Рис. 4. Относительное повышение максимальной напряженности начального распределения напряжения  $\sigma_E$  и градиентов в начале обмотки  $\sigma_{r1}$  и  $\sigma_{r2}$  соответственно на две и четыре катушки равномерной обмотки (из 32 катушек) в зависимости от величины  $\alpha$  при возбуждении обратной полярности.

т. е. перенапряжения, действующие на элементы продольной изоляции обмотки: между слоями витков, катушками и т. д.

При известной величине  $G_n$  — импульсного градиента (волях  $U_A$ ) на данном элементе продольной изоляции обмотки (в том числе неравномерной) при отсутствии возбуждения, используя принцип наложения, находим градиент при возбуждении  $G_{n,v}$  (при обратной полярности импульса и рабочего напряжения), а также  $\sigma_r = G_{n,v}/G_n$ :

$$\sigma_r = \frac{(U_A + U_\Phi)G_n - U_\Phi G_p}{U_A G_n} = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \left( 1 - \frac{1}{G_n/G_p} \right), \quad (6)$$

где  $G_p$  — относительная величина градиента при равномерном распределении напряжения.

Повышение градиента тем больше, чем больше отношение  $G_n/G_p$ . При равномерном распределении импульсного напряжения в обмотке ( $G_n/G_p=1$ ) влияния возбуждения нет. Верхний предел  $\sigma_r$  равен  $1 + U_\Phi/U_A$ . Для обмотки класса 110 кв при  $U_\Phi/U_A=0,27$  получим предельное значение  $\sigma_r$ , равное 1,27.

Для того чтобы более полно представить характер влияния возбуждения на градиенты, воспользуемся зависимостями для равномерной обмотки при воздействии прямоугольной волны. Для участка обмотки очень небольшой длины, например для одного витка, можно считать, что величина импульсного градиента пропорциональна напряженности электрического поля вдоль обмотки при  $t=0$  и  $x=0$  [Л. 13]. Отношение величин напряженности поля в начальный момент при наличии возбуждения (обратной полярности) и без него  $\sigma_{E(x=0)}$  (после преобразований) выразится:

$$\sigma_{E(x=0)} = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \left( 1 - \frac{\tanh \alpha}{\alpha} \right). \quad (7)$$

Чем больше  $\alpha$ , тем больше  $\sigma_{E(x=0)}$  (рис. 4).

Подставляя из [Л. 13] выражение максимального значения межкатушечного градиента в формулу (6), получим:

$$\sigma_r = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \left[ 1 - \frac{G_p}{1 - \sqrt{e^{-\alpha D} [1 - (1 - e^{-\alpha D}) e^{-2\alpha x}]}} \right], \quad (8)$$

где  $D$  — длина участка обмотки в относительных единицах.

По формуле (8) на рис. 4 и 5 построены зависимости  $\sigma_{r(x=0)}(a)$  и  $\sigma_r(x, a)$ . Величина влияния возбуждения на градиенты слабо зависит от длины рассматриваемого участка обмотки (рис. 4), поэтому при оценке зависимости влияния от величины  $a$  можно ориентироваться на кривую  $\sigma_{r(x=0)}(a)$ .

Из формулы (6) вытекает, что учитывающая возбуждение добавка к амплитуде импульса  $U_A$  равна  $U_\Phi \left( 1 - \frac{1}{G_u/G_p} \right)$ . Выразим  $U_\Phi$  через  $U_{kl}$  и обозначим добавку через  $aU_{kl}$ :

$$aU_{kl} = U_\Phi \left( 1 - \frac{1}{G_u/G_p} \right) = \frac{U_{kl}}{\sqrt{3}} \sqrt{2} k_{\text{наиб}} k_k \times \\ \times \left( 1 - \frac{1}{G_u/G_p} \right) = b \left( 1 - \frac{1}{G_u/G_p} \right) U_{kl}, \quad (9)$$

где  $k_{\text{наиб}}$  — отношение наибольшего рабочего напряжения к классу напряжения; оно равно 1,15 для классов 3—220 кв, 1,1—для 330 кв и 1,05 для 500 кв;

$k_k$  — коэффициент кумулятивности, учитывающий снижение импульсной прочности продольной изоляции в эксплуатации по сравнению с прочностью в условиях испытания;  $k_k$  принимают равным 1,15; 1,1 и 1,05 соответственно для классов 3—35, 110—330 и 500 кв.

При этом получаем: для классов 3—35 кв  $b \approx 1,08$ ; для 110—220 кв  $b \approx 1,03$ ; для 330 кв  $b \approx 0,99$  и для 500 кв  $b \approx 0,9$ .

Для этих величин  $b$  по формуле (9) получаем следующие округленные значения  $a$  в зависимости от  $G_u/G_p$ :

$$\begin{array}{cccccc} G_u/G_p & 1,5 & 2 & 3 & 5 & 10 \\ a & 0,3-0,35 & 0,45-0,54 & 0,6-0,72 & 0,72-0,86 & 0,81-0,97 \end{array}$$

Таким образом, принятное в ГОСТ 1516-60 значение  $a=0,5$ , т. е. добавка, равная  $U_{kl}/2$ , соответствует величине  $G_u/G_p \approx 2$  (ср. с табл. 2).

**Влияние возбуждения на потенциал свободного (неприсоединенного к линии электропередачи) ввода автотрансформатора при полной волне.** В случае воздействия импульса на ввод  $A$  обмотки ВН соединенные последовательно участки  $X-A_m$  и  $A_m-A$  (рис. 6) рассматривают как одну обычную обмотку. При этом для свободного ввода  $A_m$  обмотки СН применимы закономерности, полученные для потенциалов обычной обмотки [формула (2) и рис. 3].

Для относительного повышения потенциала свободного ввода  $A$  —  $\sigma_{nA}$  при воздействии волны с амплитудой  $U_{A_m}$  на ввод  $A_m$  можно составить выражение, аналогичное формуле (4). При некотором допущении для большой величины  $\alpha$  получим:

$$\sigma_{nA} = 1 + 0,5 \frac{U'_\Phi}{U_{A_m}}. \quad (10)$$

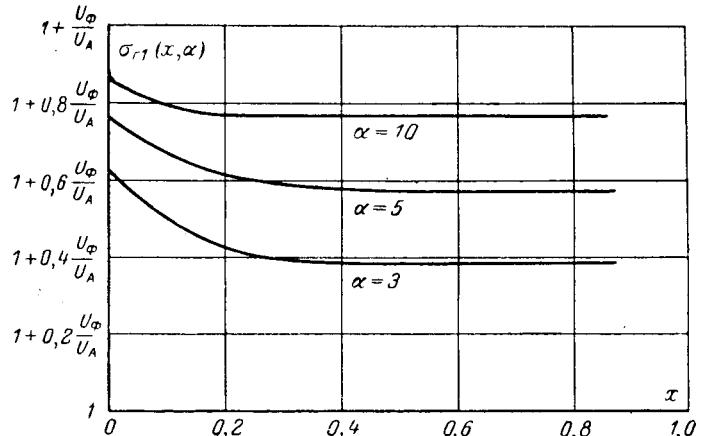


Рис. 5. Относительное повышение градиента на две катушки по длине равномерной обмотки (из 32 катушек) при различных значениях  $a$  при возбуждении обратной полярности.

В практических случаях относительное повышение потенциала свободных вводов  $A$  и  $A_m$  может быть определено соответственно по формулам (11) и (12) [Л. 14]:

$$\sigma_{nA} = 1 \pm \frac{U'_\Phi}{U_{A_m}} \left( 1 - \frac{k_t}{u_{nA}} \right); \quad (11)$$

$$\sigma_{nA_m} = 1 \pm \frac{U_\Phi}{U_A} \left( 1 - \frac{1}{k_t u_{nA_m}} \right), \quad (12)$$

где  $U_\Phi$  и  $U'_\Phi$  — амплитуды фазных напряжений обмоток ВН и СН;

$U_A$  и  $U_{A_m}$  — амплитуды волн, действующих на вводы  $A$  и  $A_m$ ;

$u_{nA}$  и  $u_{nA_m}$  — потенциалы свободного ввода  $A$  в долях  $U_{A_m}$  и ввода  $A_m$  в долях  $u_A$ , измеренные на данном автотрансформаторе при отсутствии возбуждения;

$k_t = U_\Phi/U'_\Phi$  — коэффициент трансформации.

Знак плюс или минус в формулах (11) и (12) применяется в зависимости от величины  $k_t/U_{nA}$  так, чтобы получить  $\sigma_{nA} > 1$  [Л. 14].

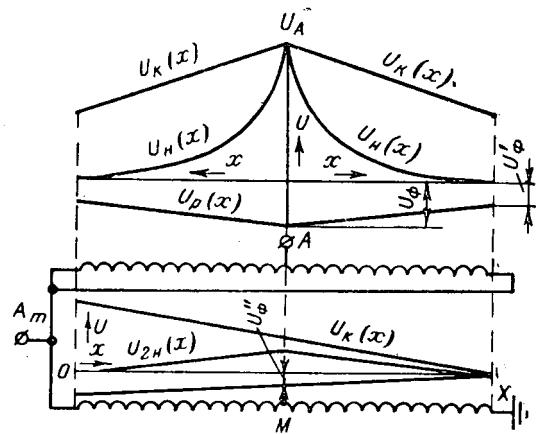


Рис. 6. Схема обмоток ВН и СН автотрансформатора; обмотка ВН с вводом посередине. Распределение начального, конечного и рабочего напряжений.

В [Л. 14] рассмотрены примеры, в которых величина  $\sigma_{\text{п}}$  для свободного ввода автотрансформаторов составила от 1,07 до 1,15.

**Повышение из-за возбуждения разности потенциалов между обмотками ВН и НН.** Рассматриваем воздействующую на главную изоляцию разность потенциалов между линейным концом обмотки ВН с вводом посередине и рядом расположенной обмоткой НН при приложении прямоугольной волны к обмотке ВН. Концы НН можно считать заземленными, а конечное распределение напряжения вдоль нее равным нулю. Ввиду большого коэффициента трансформации ограничиваемся рассмотрением электростатической составляющей наведенного на обмотке НН потенциала, амплитуду которой обозначим  $U_{2n}$ . При отсутствии возбуждения через половину периода собственных колебаний потенциала обмотки НН разность потенциалов между обмотками составит  $U_A + U_{2n}$ . Относительное повышение этой разности  $\sigma_{\text{мо}}$  из-за возбуждения (обратной полярности) выразится:

$$\sigma_{\text{мо}} = \frac{U_A + U_{2n} \frac{U_A + U_\Phi}{U_A}}{U_A + U_{2n}} = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \frac{k_n}{1 + k_n}, \quad (13)$$

где  $k_n = U_{2n}/U_A$ ;  $U_A$ ,  $U_\Phi$  — см. выше.

За очень небольшое время половины периода собственных колебаний обмотки НН потенциал линейного ввода обмотки ВН при воздействии полной волны 1,5/40 мксек снизится незначительно. Поэтому формула (13) пригодна и для практического случая воздействия на обмотку ВН этой волны.

В трехобмоточных трансформаторах 220 кв при расположении обмотки НН между обмотками ВН и СН величина  $k_n$  при полной волне 1,5/40 мксек может достигать 0,3 [Л. 15]; это относится и к двухобмоточным трансформаторам этого класса при расположении обмотки НН между двумя концентрами обмотки ВН. Если последняя имеет сниженный уровень изоляции (испытательное напряжение полной волны 750 кв<sub>макс</sub>), отношение  $U_\Phi/U_A$  можно принять равным 0,35. При этом  $\sigma_{\text{мо}} \approx 1,08$ .

**Повышение из-за возбуждения разности потенциалов между обмотками ВН и СН автотрансформаторов.** На рис. 6 показано начальное и конечное распределение напряжения вдоль обмоток ВН и СН автотрансформатора при воздействии на обмотку ВН с вводом посередине прямоугольной волны, а также распределение рабочего напряжения обратной полярности.

Если величину рабочего напряжения в точке  $M$ , посередине высоты обмотки СН, т. е. против ввода  $A$ , выразить  $U''_\Phi = kU_\Phi$ , то напряжение в этой точке при конечном распределении составит  $kU_A$ . В случае, когда наведенное в  $M$  напряжение  $U_{2n}$  меньше чем  $kU_A$ , т. е.  $k_n < k$ , наибольшая межобмоточная разность потенциалов имеет место в начальный момент воздействия волны на обмотку ВН: из  $U_A$  нужно вычесть наведенный на обмотке СН потенциал; при отсутствии возбуждения — это  $U_{2n}$ , а при его наличии это  $-U_{2n} \frac{U_A + U_\Phi}{U_A} - U''_\Phi$ . Для случая,

Вологодская областная универсальная научная библиотека

когда  $k_n > k$ , наименьшее значение вычитаемого будет через половину периода колебания потенциала обмотки СН. Таким образом, относительное повышение разности потенциалов между обмотками  $\sigma_{\text{моA}}$  выразится формулами (14а) при  $k_n < k$  и (14б) при  $k_n > k$ :

$$\sigma_{\text{моA}} = \frac{U_A - \left[ U_{2n} \frac{U_A + U_\Phi}{U_A} - U''_\Phi \right]}{U_A - U_{2n}} = 1 + \frac{U_\Phi}{U_A} \frac{1 - \frac{k_n}{k}}{\frac{1}{k} - \frac{k_n}{k}} ; \quad (14a)$$

$$\sigma_{\text{моA}} = \frac{U_A - \left[ kU_A - \left( U_{2n} \frac{U_A + U_\Phi}{U_A} - U''_\Phi - kU_A \right) \right]}{U_A - [kU_A - (U_{2n} - kU_A)]} = 1 + \frac{\frac{k_n}{k} - 1}{\frac{k_n}{k} + \frac{1}{k} - 2} . \quad (14b)$$

При отсутствии электростатического наведения потенциала на обмотке СН автотрансформатора ( $k_n/k = 0$ ) величина  $\sigma_{\text{моA}}$  пропорциональна коэффициенту трансформации:  $\sigma_{\text{моA}} = 1 + k \frac{U_\Phi}{U_A}$ . При  $k_n/k = 1$  влияния возбуждения нет, а при очень большой величине  $k_n/k$  — влияние наибольшее:  $\sigma_{\text{моA}}$  стремится к значению  $1 + U_\Phi/U_A$ .

**Пример.** В автотрансформаторе мощностью 60 МвА на напряжение 220/110 кв могут быть  $k_n = 0,4$ ,  $k = 0,265$ . При  $U_\Phi/U_A = 0,35$  (см. выше) получим значение  $\sigma_{\text{моA}} = 1,05$ .

**Опытная проверка.** Еще в довоенные годы на МТЗ в экспериментальных исследованиях было получено качественное подтверждение влияния возбуждения трансформатора на импульсные градиенты. Однако количественная сторона закономерностей осталась невыявленной в основном из-за невысокого уровня техники измерений.

Для экспериментального подтверждения приведенных теоретических положений и расчетов было проведено исследование при низком импульсном напряжении электромагнитной модели однофазного автотрансформатора мощностью 60 МвА на напряжение 220/110 кв. Расположение обмоток концентрическое. Внутри расположена обмотка НН, посередине СН, снаружи ВН. Последняя выполнена с вводом посередине; в каждой из двух параллельных ее ветвей по 32 катушки. Распределение витков в катушках несколько неравномерное. Обмотка снабжена емкостной защитой. Масштаб линейных размеров модели 1/4.

Исследование проводилось при полной волне 1,5/40 мксек. При ее подаче на возбужденную обмотку применялась схема с разделительным тиристором. Было проверено, что присоединение обмотки НН к сети напряжения переменного тока (50 гц) при опытах с возбуждением для импульсных пере-

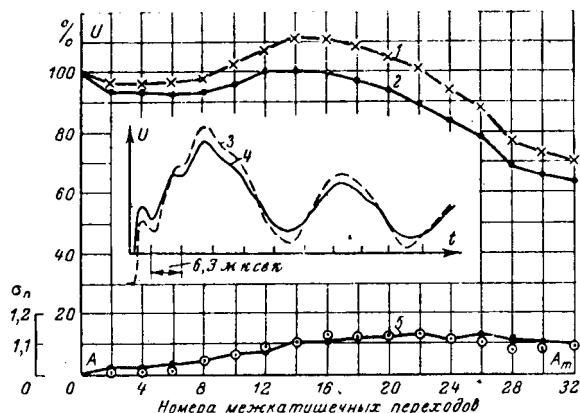


Рис. 7. Величины и осциллограммы потенциалов полной волны в обмотке ВН модели автотрансформатора 60 МвА, 220/110 кВ.

$\alpha=2,8$ ;  $U_\Phi/U_A=0,48$ ; 1 и 2 — величины потенциалов в процентах  $U_A$ ; 3 и 4 — изменение потенциала 14-го межкатушечного перехода в зависимости от времени; 1 и 3 — при возбуждении обратной полярности; 2 и 4 — без возбуждения; 5 — величина  $\sigma_n$  (из кривых 1 и 2); 6 — расчетные значения  $\sigma_n$  по формуле (5).

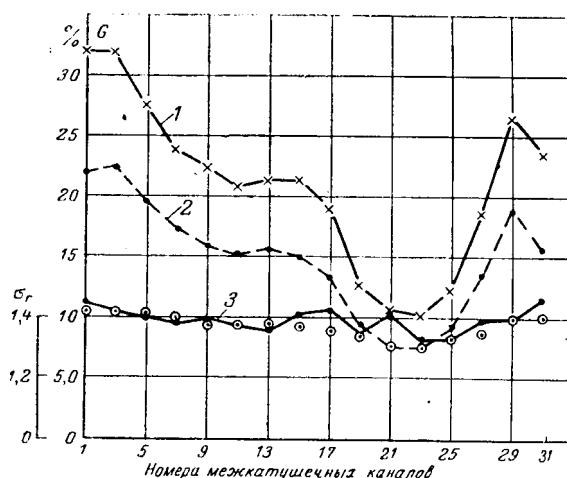


Рис. 8. Величины градиентов полной волны в обмотке ВН модели автотрансформатора 60 МвА, 220/110 кВ.  $\alpha=6,65$ ;  $U_\Phi/U_A=0,525$ . 1 — при возбуждении обратной полярности; 2 — без возбуждения; 3 — величина  $\sigma_r$  (из кривых 1 и 2); 6 — расчетные значения  $\sigma_r$  по формуле (6).

напряжений равносильно заземлению концов этой обмотки. Поэтому измерения без возбуждения производились при замкнутой накоротко и заземленной обмотке НН. При опытах с возбуждением импульсная волна прикладывалась в момент, близкий к максимуму полуволны напряжения 50 Гц.

Для более четкого выявления влияния возбуждения величина отношения  $U_\Phi/U_A$  была увеличена по сравнению с величинами отношений, имеющими место в эксплуатации. С этой же целью при измерениях градиентов в части опытов было искусственно увеличена емкость катушек обмотки ВН на землю, что привело к повышению градиентов в этой обмотке.

На рис. 7 и 8 приведены измеренные потенциалы и межкатушечные градиенты в обмотке ВН модели (при заземлении общей нейтрали обмоток ВН—СН) при наличии возбуждения (при обратной полярности импульса и полуволны рабочего напряжения) и без него, а также величины  $\sigma_n$  и  $\sigma_r$  — опытные и рассчитанные по формулам (5) и (6). Расхождение опытных и расчетных величин ( $\sigma_n$  и  $\sigma_r$ ), а также различие формы потенциалов и градиентов при возбуждении и без него оказались в пределах точности измерений.

Хотя обмотка модели неравномерная и перенапряжения измерялись при воздействии волны 1,5/40 мксек, а не прямоугольной, сопоставим опытные данные с рассчитанными по формулам для равномерной обмотки при воздействии прямоугольной волны (табл. 1).

Были также сопоставлены опытное и расчетное значения повышения из-за возбуждения разности потенциалов между обмотками ВН и СН модели. При  $U_\Phi/U_A=0,655$ ,  $k=0,265$ ,  $k_n=0,4$  расчет по формуле (14б) дал  $\sigma_{\text{мод}}=1,1$ , а опыт —  $\sigma_{\text{мод}}=1,08$ .

**Влияние возбуждения на градиенты при срезанной волне.** При воздействии на обмотку невозбужденного трансформатора срезанной волны (рис. 9, а)

сверху) импульсное напряжение, возникающее на элементах продольной изоляции, имеет форму, показанную на рис. 9, б, сверху и поясненную разложением волн на рис. 9, а и б.

Соотношение амплитуд положительного  $G'$  и отрицательного  $G''$  напряжения (рис. 9, б) зависит от свойств обмотки, крутизны среза импульса и величины  $k_0$  (рис. 9, а). Для обмоток с резконеравномерным распределением импульсного напряжения  $G'' \gg G'$ ; для обмоток с относительно небольшой неравномерностью  $G'$  может быть больше, чем  $G''$ . В первом случае необходимая импульсная прочность элемента продольной изоляции определяется величиной  $G''$ , во втором  $G'$ .

Если срезанная волна приложена к возбужденному трансформатору, воздействие на зажимах обмотки может быть представлено, как это сделано на рис. 10. При обратной полярности импульса и полуволны рабочего напряжения (рис. 10, а) увеличивается амплитуда волны  $B$  по сравнению с амплитудой этой волны на рис. 9, а; соответственно возрастает  $G'$  (рис. 9, б); при одинаковой полярности (рис. 10, б)  $G'$  уменьшается. Величина измене-

Таблица 1

Сопоставление опытных величин  $\sigma_n$  и  $\sigma_r$ , полученных на модели автотрансформатора, с рассчитанными по формулам для равномерной обмотки и воздействия прямоугольной волны

$\alpha$	$U_\Phi/U_A$	$\sigma'_n$		$\sigma_r$			
		расчет (3)	опыт	на 1-м канале	в глубине обмотки	расчет (8)	опыт
2,8	0,48	1,19	1,12	1,29	1,33	1,18	1,2
6,65	0,525	—	—	1,43	1,4	1,35	1,35

В таблице:  $e^{-\alpha X} = U_2$ ,

где  $X$  — относительная длина провода первых двух катушек;  $U_2$  — опытное относительное значение потенциала начального распределения напряжения второго межкатушечного перехода; цифры в скобках — номера формул.

ния  $G'$  ( $G_{\text{пв}}$ ) зависит от соотношения  $G'/G_p$ . На амплитуду волны  $\Gamma$  (рис. 9 и 10) и, следовательно, на  $G_{\text{ср}}$  возбуждение не влияет. Поскольку  $G'' = G_{\text{ср}} - G_{\text{пв}}$ , то при обратной полярности импульса и рабочего напряжения  $G''$  уменьшается, а при одинаковой — увеличивается.

Если при срезанной волне необходимые размеры данного элемента продольной изоляции определяются величиной  $G'$ , то влияние возбуждения имеет ту же закономерность, что при воздействии на трансформатор полной волны. Если же  $G_{\text{ср}} \gg G_{\text{пв}}$  и выбор изоляции определяется величиной  $G''$ , то неблагоприятным является случай одинаковой полярности импульса и полуволны рабочего напряжения (см. выше); влияние возбуждения на величину  $G''$  меньше, чем на  $G'$ , т. е. в этом случае оно при срезанной волне меньше, чем при полной.

Изложенное показывает, что нормировать обоснованно усредненную добавку к амплитуде срезанной волны, учитывающую влияние возбуждения, очень трудно. Поэтому в ГОСТ 1516-60 для испытания трансформаторов без возбуждения установлены те же величины напряжения срезанной волны, которые следовало бы применять при испытании с возбуждением. Это следует считать оправданным, учитывая также малую вероятность срезанных волн.

Применявшиеся в США импульсное испытание срезанной волной с возбуждением при обратной полярности импульса и полуволны рабочего напряжения приводило к уменьшению воздействия в продольной изоляции, если ее прочность определялась величиной  $G''$ .

**Оценка добавки  $U_{\text{кл}}/2$ .** Выясним, какой величине добавки к амплитуде полной волны соответствует действительное влияние возбуждения на перенапряжение в продольной изоляции трансформаторов (автотрансформаторов) разных типов (с катушечными обмотками существующей отечественной конструкции). Для данной обмотки рассматриваем эле-

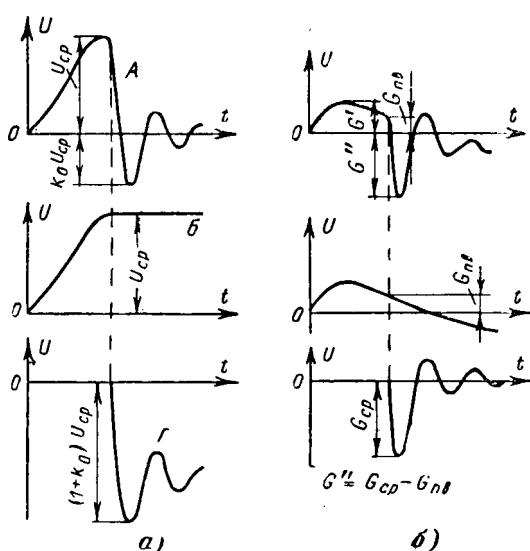


Рис. 9. Разложение на составляющие срезанной волны (a) и импульсного градиента при срезе (b). Импульс воздействует на невозбужденный трансформатор.

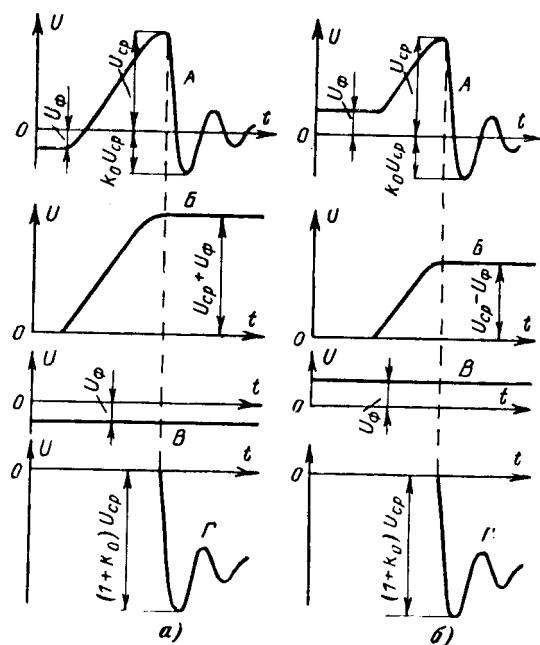


Рис. 10. Срезанная волна и ее составляющие.  
а — при обратной полярности импульса и рабочего напряжения; б — при одинаковой полярности.

менты продольной изоляции, имеющие минимальный расчетный запас импульсной прочности. Для них находим величину  $G_{\text{и}}/G_p$  (табл. 2).

Таблица 2  
Величина  $G_{\text{и}}/G_p$  у трансформаторов разных типов

Класс напряжения, кВ	Мощность трансформаторов, МвА	Количество типов	$G_{\text{и}}/G_p$	
			пределы	средневзвешенное значение <sup>1</sup>
35	1—1,8	3*	5,5—5,7	5,6
110	10—120	15	2,0—7,5	4,5
220	30—275	19	1,9—7,3	4,8
330	60—400	6	3,8—5,9	4,6
500	90—250	12**	2,3—4,3	3,1

\* У большинства рассмотренных типов трансформаторов класса 35 кВ продольная изоляция имеет большие запасы импульсной прочности при полной волне. Эти типы в таблицу не включены.

\*\* В том числе на напряжение 400 кВ.

<sup>1</sup> При систематическом охвате большего числа типов эти значения могли бы несколько измениться.

По значениям  $G_{\text{и}}/G_p$  и формуле (9) находим величину  $a$  — добавку в долях  $U_{\text{кл}}$ , которая соответствовала бы действительному влиянию возбуждения (табл. 3).

Таким образом, принятая в ГОСТ 1516-60 добавка, равна  $U_{\text{кл}}/2 \times (a=0,5)$ , в отношении продольной изоляции обмоток является весьма умеренной.

Выше был дан пример повышения из-за возбуждения потенциалов точек обмотки трансформатора на напряжение 110 кВ мощностью 100 МвА. Определим

Таблица 3

Величина  $a$ , соответствующая значениям  $G_{\text{и}}/G_p$  в табл. 2

Класс напряжения, кВ	Значения $a$	
	пределы	средневзвешенное
35	—	0,88
110	0,51—0,89	0,8
220	0,49—0,89	0,81
330	0,73—0,82	0,77
500	0,51—0,69	0,62

делим добавку, соответствующую этому повышению потенциалов. При этом рассматриваем точки обмотки, потенциалы которых с учетом возбуждения не ниже амплитуды воздействующей полной волны. Из формулы (5) получаем:

$$aU_{\text{кл}} = b \left[ 1 - \frac{1-x}{u(x)} \right] U_{\text{кл}}. \quad (15)$$

Для  $x=0,4$  находим  $a=0,34$ . Для трансформатора класса 110 кв мощностью 63 Мвт (потенциалы в статье не приведены)  $a=0,57$ .

Из примеров расчета по формулам (13) и (14) влияния возбуждения на разность потенциалов между обмоткой ВН класса 220 кв с вводом посередине и соседней обмоткой (в трансформаторе и автотрансформаторе) получаем для  $a$  значения 0,24 и 0,16.

Приходим к заключению, что по отношению к воздействию полной волны на главную изоляцию в трансформаторах классов 110 кв и выше добавка  $U_{\text{кл}}/2$  в большинстве случаев завышена (при этом учитываем, что импульсное напряжение полной волны не всегда определяет выбор главной изоляции между обмотками).

**Учет возбуждения при разработке нормативов по грозозащите.** При разработке нормативов необходимо знать выдерживаемое напряжение полной волны внутренней изоляции при наличии возбуждения и при небольшом числе воздействующих импульсов — до пяти за срок службы трансформатора. Эта импульсная прочность ниже нормированного испытательного напряжения, так как испытывается невозбужденный трансформатор, а возбуждение может существенно повышать перенапряжения на элементах продольной изоляции. Соответственно величине добавки, включенной в ГОСТ 1516-60 в испытательное напряжение, за выдерживающее напряжение при наличии возбуждения естественно принимать испытательное напряжение минус  $U_{\text{кл}}/2$ .

Уменьшение испытательного напряжения полной волны на  $U_{\text{кл}}/2$  учитывает влияние возбуждения, соответствующее величине  $G_i/G_p$ , равной всего лишь 2,15 для классов напряжения 3—220 кв, 2,25 для 330 кв и 2,45 для 500 кв [здесь в отличие от определения  $a$  в формуле (9) не вводим коэффициент кумулятивности]. Сопоставление этих величин  $G_i/G_p$  с практическими их значениями (табл. 2) показывает, что вычитаемое отнюдь не преувеличено.

В рекомендациях МЭК, практике США и ряде европейских стран атмосферные перенапряжения на зажимах обмотки сопоставляются с величиной ее импульсного испытательного напряжения при полной волне, не уменьшенного для учета возбуждения в эксплуатации. Было бы неправильным объяснять это близким к равномерному распределение импульсного напряжения в обмотках, когда влияние возбуждения практически отсутствует. Сослемся на высказывание председателя технического комитета МЭК по координации изоляции (1964 г.); при детальном рассмотрении принятого в ГОСТ 1516-60 учета влияния возбуждения он от-

метил, имея в виду зарубежные трансформаторы, что в них действительное влияние на воздействие в продольной изоляции во многих случаях больше того, которое соответствует добавке, равной  $U_{\text{кл}}/2$ .

Отсутствие прямого учета влияния возбуждения в зарубежных формулах координации изоляции трансформаторов следует считать их недостатком. Однако тот или другой метод координации, не учитывающий влияния возбуждения, может быть все же удовлетворительным за счет компенсации этого неучета другими факторами.

**Выводы.** 1. Теоретическое исследование перенапряжения в обмотках подтверждает необходимость учета влияний рабочего напряжения при нормировании испытательного напряжения полной волны для внутренней изоляции трансформаторов и при установлении допустимых для этой изоляции импульсных воздействий в эксплуатации.

2. В работе развит анализ влияния возбуждения трансформатора при полной волне на импульсные градиенты и выявлено влияние на потенциалы, а также на их разность между обмотками, т. е. на воздействия, которые могут определять выбор главной изоляции. Влияние на эти воздействия меньше, чем в продольной изоляции, но также может иметь практическое значение.

Получены расчетные формулы для величины влияния возбуждения в равномерных обмотках при полной волне. При очень большой крутизне начального распределения градиенты возрастают как при простом увеличении воздействующего импульса на величину амплитуды рабочего (фазного) напряжения, а потенциалы в глубине обмотки — на половину этой амплитуды.

3. Проведены измерения перенапряжений на модели, давшие хорошее совпадение с результатами теоретического анализа влияния возбуждения при полной волне.

4. Рассчитана фактическая величина влияния возбуждения для большого числа трансформаторов разных типов и показано, что добавка в ГОСТ 1516-60 к испытательному напряжению полной волны, равная  $U_{\text{кл}}/2$ , в отношении импульсных градиентов весьма умерена. В отношении воздействий на главную изоляцию обмоток классов напряжения 110—500 кв она несколько завышена. В итоге при существующем методе координации изоляции и с учетом необходимости унифицировать нормы применение добавки величиной  $U_{\text{кл}}/2$  следует считать правильным.

5. Дан теоретический анализ влияния возбуждения на импульсные градиенты при срезанной волне. Оно более сложно, чем при полной волне, и это затрудняет нормирование добавки к испытательному напряжению срезанной волны. Неучет в ГОСТ 1516-60 влияния возбуждения при этой волне оправдывается также малой вероятностью срезанных волн.

6. При разработке грозозащиты трансформаторов выдерживаемое напряжение их внутренней изоляции при волне 1,5/40 мкс/к при наличии возбуждения (при расчете на малое число импульсов, воздействующих в течение срока службы трансформатора) следует принимать равным нормированно-

# О классе плоскомеридианых полей, идентичных по геометрической структуре плоскопараллельным полям

Канд. техн. наук доц. А. Я. СОЧНЕВ

Северо-западный заочный политехнический институт

**Теоретические предпосылки.** Плоскомеридианые поля подобно плоскопараллельным, являются двумерными и могут рассчитываться как плоские поля по заданным в одной из меридианых плоскостей граничным условиям. При этом каждому плоскомеридианному полю может быть противопоставлено аналогичное плоскопараллельное — такое, что граничные условия для плоских полей, представляющих то и другое поле, одинаковы. Из идентичности граничных условий не вытекает, однако, идентичность геометрической структуры обоих полей, так как уравнения, определяющие эти поля, имеют различный вид, и лишь для определенного, заведомо узкого, класса полей такая идентичность может иметь место.

Так как рассматриваемый класс полей выделяется по признаку их геометрической структуры, то естественно, что в основу исследования были положены ранее выведенные автором [Л. 1 и 2] уравнения, определяющие геометрическую структуру плоскопараллельных и плоскомеридианых полей. В этих работах была введена в рассмотрение геометрическая характеристика двумерных полей — функция  $\gamma$ , представляющая угол, который образует вектор напряженности поля с одной из координатных линий, и было показано, что эта функция удовлетворяет уравнению Лапласа (см. приложение)

$$\frac{\partial^2 \gamma}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \gamma}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

в случае плоскопараллельного поля, рассматриваемого в декартовой системе координат, и уравнению

$$\frac{\partial^2 \gamma}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \gamma}{\partial r^2} - \frac{\sin 2\gamma}{r} \cdot \frac{\partial \gamma}{\partial z} + \frac{\cos 2\gamma}{r} \frac{\partial \gamma}{\partial r} - \frac{\sin 2\gamma}{2r^2} = 0 \quad (2)$$

му в ГОСТ 1516-60 испытательному напряжению полной волны (испытание без возбуждения) минус  $U_{\text{кл}}/2$ .

## Литература

- ГОСТ 1516-60, Трансформаторы, аппараты и изоляторы высокого напряжения, Нормы и методы испытаний.
- Карасев В. А., Панов А. В., Перлин А. Г., Сапожников А. В. и Фрид Е. С., Импульсная прочность трансформаторов, Госэнергоиздат, 1940.
- Сиротинский Л. И., Техника высоких напряжений, ч. III, вып. 1, Госэнергоиздат, 1959.
- Долгинов А. И., Перенапряжения в электрических системах, Госэнергоиздат, 1962.
- Акопян А. А., Панов А. В., Шматович В. В. и Ярошенко А. И., Уровни перенапряжений и требования к изоляции в электропередачах 700 кВ переменного тока, «Вестник электропромышленности», 1962, № 2.
- Hagenguth J. H., Progress in impulse testing of transformers, Trans. AIEE, 1944, 43, p. 999, 1140.
- American standard requirements terminology and test code for distribution, power and regulating transformers other than current-limiting reactors, C57.12.00—1958.

в случае плоскомеридианного поля, рассматриваемого в цилиндрической системе координат ( $z, r, \phi$ ). В этих уравнениях  $\psi$  — угол, отсчитываемый от оси  $x$  или оси  $z$  против часовой стрелки.

При рассмотрении плоскомеридианного поля в одной из меридианых плоскостей оси  $z$  и  $r$  можно рассматривать как оси декартовой системы координат, что позволяет при сопоставлении плоскомеридианых и плоскопараллельных полей ввести в уравнения (1) и (2) одинаковые обозначения координат. Учитывая, что основной интерес представляют плоскомеридианые поля, сохраним обозначения  $z$  и  $r$  и запишем (1) в следующем виде:

$$\frac{\partial^2 \gamma}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \gamma}{\partial r^2} = 0. \quad (3)$$

Если плоскомеридианное и плоскопараллельное поля имеют одинаковую геометрическую структуру в соответствующих плоскостях, то функция  $\gamma$  является общей для них и должна, следовательно, удовлетворять одновременно уравнениям (2) и (3). Но при совместном их рассмотрении уравнение (2) может быть заменено более простым:

$$\sin 2\gamma \frac{\partial \gamma}{\partial z} - \cos 2\gamma \frac{\partial \gamma}{\partial r} + \frac{\sin 2\gamma}{2r} = 0. \quad (4)$$

Таким образом, вопрос о рассматриваемом классе полей сводится к выявлению всех возможных решений системы уравнений (3) и (4) и к интерпретации этих решений.

В работах автора [Л. 1 и 2] были даны также системы уравнений, связывающих  $\gamma$  с напряженностью поля  $E$  (или  $H$ ):

8. Sporn P. H., Gross J. W., A quarter century of experience in insulation coordination; basic philosophy, application and operation experience of the AGEE System, Power Apparatus and Systems, 1957, № 29, p. 58.

9. Hagenguth J. H., Stossprüfung von Transformatoren nach amerikanischer Praxis, ETZ(A), 1955, № 23.

10. Публикация МЭК № 76, Recommendations for power transformers, изд. 1-е, 1955.

11. Карасев В. А., Теория электромагнитных процессов в обмотках, Госэнергоиздат, 1946.

12. Карасев В. А., Возбуждение трансформатора частотой 50 Гц при импульсном испытании, «Электричество», 1937, № 11.

13. Фрид Е. С., Расчет импульсных градиентов в много катушечных трансформаторных обмотках, «Электричество», 1950, № 9.

14. Сапожников А. В., Защита автотрансформаторов от перенапряжений, «Электрические станции», 1965, № 7.

15. Лизунов С. Д., Емкостная передача импульсных напряжений в трансформаторах с вводом линейного потенциала в середину обмотки высшего напряжения, «Электричество», 1961, № 2.

[20.6.1966]



$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \gamma}{\partial z} - \frac{\partial (\ln E)}{\partial r} &= 0; \\ \frac{\partial \gamma}{\partial r} + \frac{\partial (\ln E)}{\partial z} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

для плоскопараллельного поля и

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \gamma}{\partial z} - \frac{\partial (\ln E)}{\partial r} - \frac{\sin^2 \gamma}{r} &= 0; \\ \frac{\partial \gamma}{\partial r} + \frac{\partial (\ln E)}{\partial z} + \frac{\sin \gamma \cos \gamma}{r} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

для плоскомеридианного поля<sup>1</sup>. Из этих уравнений всегда можно определить напряженность поля, если известна функция  $\gamma$ .

Система уравнений (5) представляет условия Коши — Римана для функций  $\gamma$  и  $\ln E$ . Это позволяет во многих случаях определять напряженность плоскопараллельных полей, не прибегая к интегрированию системы (5). В частности, если

$$\gamma = \sum k_i \operatorname{arctg} \frac{r - r_i}{z - z_i}, \quad (7)$$

где  $k_i, z_i$  и  $r_i$  — постоянные, то

$$\ln E = - \sum \frac{k_i}{2} \ln [(z - z_i)^2 + (r - r_i)^2] + C, \quad (8)$$

и, следовательно,

$$E = C \prod [(z - z_i)^2 + (r - r_i)^2]^{-k_i/2}. \quad (9)$$

В случае плоскомеридианых полей связь между функциями  $\gamma$  и  $E$  более сложная, и для определения напряженности поля требуется интегрирование системы уравнений (6). Если же, применительно к полям рассматриваемого класса, ввести для упрощения вычислений переходную функцию  $f(z, r)$ , связывающую напряженность плоскомеридианного поля  $E$  с напряженностью аналогичного плоскопараллельного поля  $E_1$  соотношением

$$E = f(z, r) E_1, \quad (10)$$

то подстановка (10) в (6) с учетом (5) приводит к системе уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial (\ln f)}{\partial z} + \frac{\sin \gamma \cos \gamma}{r} &= 0; \\ \frac{\partial (\ln f)}{\partial r} - \frac{\sin^2 \gamma}{r} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

**Определение общего выражения для  $\gamma$ , представляющего одновременно плоскомеридианы и аналогичные плоскопараллельные поля.** Из изложенного выше ясно, что искомым выражением для  $\gamma$  является общее решение системы уравнений (3) и (4). Для того чтобы подойти к этому решению, присоединим к (3) и (4) два новых уравнения, вытекающих из уравнения (4) в результате его дифференцирования по  $z$  и по  $r$ . Исключив из образо-

<sup>1</sup> Следует отметить, что написание в уравнениях (5), (6) и (8) под знаком логарифма размерной величины  $E$  оправдывается тем, что в уравнениях (5) и (6)  $\ln E$  стоит под знаком производной, а в выражение (8) входит произвольная постоянная интегрирования  $C$ , в связи с чем выбор единицы измерения  $E$  безразличен.

ванной таким образом системы четырех уравнений все производные от  $\gamma$  по  $z$ , получим уравнение типа

$$F \left( \frac{\partial^2 \gamma}{\partial r^2}, \frac{\partial \gamma}{\partial r}, r \right) = 0, \quad (12)$$

а именно:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \gamma}{\partial r^2} - 4 \operatorname{ctg} 2\gamma \left( \frac{\partial \gamma}{\partial r} \right)^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial \gamma}{\partial r} + \\ + \frac{\sin 2\gamma \cos 2\gamma}{2r^2} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

общее решение которого должно иметь вид:

$$\gamma = f[r, \varphi_1(z), \varphi_2(z)], \quad (14)$$

где  $\varphi_1(z)$  и  $\varphi_2(z)$  — произвольные функции  $z$ .

Это общее решение может быть найдено в результате обобщения одного из известных частных решений. Тривиальное решение

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{r}{z}, \quad (15)$$

представляющее одновременно плоскопараллельное поле линейного провода и плоскомеридианное поле точечного заряда, не подходит для этой цели, так как позволяет ввести только одну произвольную функцию  $z$ . Поэтому воспользуемся более общим выражением

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2rz}{z^2 - r^2 - a^2}, \quad (16)$$

представляющим, в частности, поле системы двух полубесконечных линейных проводов (см. ниже), принадлежность которого к рассматриваемому классу была доказана Ю. С. Русиным [Л. 3].

Сопоставление (16) и (14) показывает, что общим решением уравнения (13) является:

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{\varphi_1(z)r}{\varphi_2(z) - r^2}. \quad (17)$$

Подстановка (17) в (13) подтверждает сделанное заключение.

Однако не всякое решение уравнения (13) является решением системы уравнений (3) и (4). Подстановка (17) в уравнение (4) показывает, что это уравнение удовлетворяется только при

$$\varphi_1(z) = 2z + C_1 \text{ и } \varphi_2(z) = z^2 + C_1 z + C_2, \quad (18)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — произвольные постоянные.

Следовательно

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2rz + C_1 r}{z^2 - r^2 + C_1 z + C_2}. \quad (19)$$

Так как выражение (19) удовлетворяет также уравнению Лапласа (3), то, следовательно, оно является общим решением системы уравнений (3) и (4), т. е. общим выражением для всех полей рассматриваемого класса<sup>2</sup>.

<sup>2</sup> Делая заключение, что (19) является общим выражением для всех полей рассматриваемого класса, мы учтем, что уравнение (13) не имеет особого решения, так как выражение  $\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} 0$ , т. е.  $\gamma = \frac{k\pi}{2}$ , к которому приводит поиск особого решения, уже содержится в общем решении (17) и вытекающим из него (19) при  $C_2 = \infty$ .

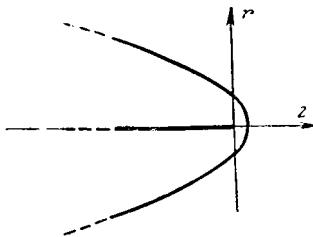


Рис. 1.

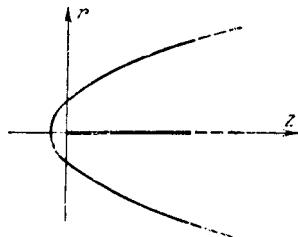


Рис. 2.

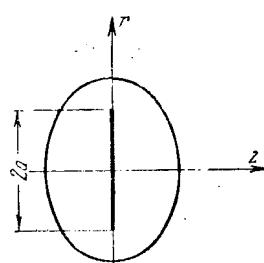


Рис. 3.

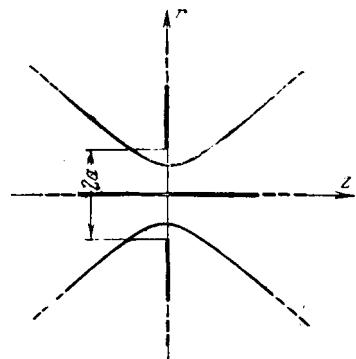


Рис. 4.

**Интерпретация общего выражения для  $\gamma$ .** Если в полученном выражении (19) постоянная  $C_1$  конечна, то без ущерба для общности его можно заменить более простым выражением

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2rz}{z^2 - r^2 + C}, \quad (20)$$

так как надлежащим переносом начала координат уравнение (19) всегда можно привести к виду (20). Если же  $C_1 = \infty$ , то выражение (19) принимает вид:

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{r}{z}. \quad (21)$$

Рассматривая выражение (20), следует различать два случая:  $C > 0$  и  $C < 0$ . Полагая в первом случае  $C = a^2$ , а во втором  $C = -a^2$  и проводя элементарные преобразования, получаем соответственно:

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{r+a}{z} + \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{r-a}{z}; \quad (22)$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{r}{z+a} + \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{r}{z-a}. \quad (23)$$

Обращаясь в первую очередь к выражению (21), заметим, что  $\gamma$  при  $r=0$  принимает значения  $\pi$ ,  $\pi/2$ , 0, или  $-\pi/2$  в области  $z < 0$  и, соответственно,  $\pi/2$ , 0,  $-\pi/2$  или  $-\pi$  в области  $z > 0$  (предполагается, что обход особой точки  $z=0$  производится сверху). Но каждая из указанных пар значений  $\gamma$  представляет граничные условия для поля (в верхней полуплоскости) полубесконечного линейного провода (рис. 1 и 2), расположенного слева или справа от начала координат и заряженного положительно или отрицательно. Следовательно, выражение (21) представляет именно это поле. Делая это заключение, мы учтываем также то обстоятельство, что функция (21), как и рассматриваемое поле, не имеет иных особых точек, кроме начала координат.

Рассматривая далее выражение (22), находим из него, что  $\gamma$  при  $z=0$  принимает следующие значения: 0,  $-\pi$ ,  $\pi/2$  или  $-\pi/2$  в области  $r < a$  и соответственно  $\pi/2$ ,  $-\pi/2$ ,  $\pi$  или 0 в области  $r > a$ . Первые две пары значений  $\gamma$  представляют граничные условия для поля диска радиуса  $a$  (рис. 3), заряженного положительно или отрицательно; последние две пары — для поля системы заряженных равновелико и разноименно бесконечной плоскости с круглым отверстием радиуса  $a$  и проходящего через середину этого отверстия бесконечного линейного провода (рис. 4).

Такой же анализ выражения (23) позволяет сделать заключение, что оно представляет поле линейного провода конечной длины  $2a$  (рис. 5) и

рассмотренное Ю. С. Русиным [Л. 3] поле системы двух полубесконечных линейных проводов (рис. 6), заряженных равновелико и разноименно и расположенных на расстоянии  $2a$  друг от друга.

Эквипотенциальные поверхности рассмотренных выше полей имеют форму либо параболоидов вращения, либо эллипсоидов вращения, либо двуполостных гиперболоидов вращения, либо колец гиперболического сечения. Следовательно, в общем случае эти поля могут создаваться электродами или системами электродов, которые имеют форму указанных фигур.

**Определение напряженности полей рассматриваемого класса.** Определим предварительно напряженность аналогичных плоскопараллельных полей. Так как выражения (21) — (23) относятся к виду (7), то согласно (9) имеем соответственно:

$$E = \frac{C}{\sqrt[4]{z^2 + r^2}}; \quad (24)$$

$$E = \frac{C}{\sqrt[4]{[z^2 + (r+a)^2][z^2 + (r-a)^2]}}; \quad (25)$$

$$E = \frac{C}{\sqrt[4]{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}. \quad (26)$$

Обращаясь к определению переходных функций, преобразуем систему уравнений (11), учитывая вид функций (21) — (23), к виду

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial (\ln f)}{\partial z} + \frac{\sin 2\gamma}{2r} &= 0; \\ \frac{\partial (\ln f)}{\partial r} - \frac{1 - \cos 2\gamma}{2r} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Так как при подстановке в (27) выражений для  $\gamma$ , каждое из которых представляет два различных поля, функции  $\sin 2\gamma$  и  $\cos 2\gamma$  для полей, изображенных на рис. 2, 4 и 6, получаются со знаком, противоположным знаку соответствующих функций для полей, показанных на рис. 1, 3 и 5, то интегрирование системы (27) необходимо производить особо для каждого из полей.

Так, в случае поля одного полубесконечного провода, расположенного слева от начала координат (рис. 1), из (21) вытекает:

$$\sin 2\gamma = \frac{r}{\sqrt{z^2 + r^2}}, \quad \cos 2\gamma = \frac{z}{\sqrt{z^2 + r^2}},$$

а при расположении провода справа от начала координат (рис. 2)

$$\sin 2\gamma = -\frac{r}{\sqrt{z^2 + r^2}}, \cos 2\gamma = -\frac{z}{\sqrt{z^2 + r^2}}.$$

Интегрирование (27) в первом случае дает:

$$f = \frac{C}{\sqrt{Vz + \sqrt{z^2 + r^2}}}, \quad (28)$$

а во втором случае

$$f = \frac{C \sqrt{z} + \sqrt{z^2 + r^2}}{r}. \quad (29)$$

Равным образом, интегрирование (27) при  $\gamma$ , определяемом из (22), дает:

$$f = \frac{C}{\sqrt{z^2 + r^2 + a^2 + \sqrt{[z^2 + (r+a)^2][z^2 + (r-a)^2]}}} \quad (30)$$

в случае поля диска (рис. 3) и

$$f = \frac{C \sqrt{z^2 + r^2 + a^2 + \sqrt{[z^2 + (r+a)^2][z^2 + (r-a)^2]}}}{r} \quad (31)$$

в случае поля системы плоскости с отверстием и бесконечного провода (рис. 4).

При  $\gamma$ , определяемом из (23), имеем:

$$f = \frac{C}{\sqrt{z^2 + r^2 - a^2 + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}} \quad (32)$$

для поля линейного провода конечной длины (рис. 5) и

$$f = \frac{C \sqrt{z^2 + r^2 - a^2 + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}}{r} \quad (33)$$

для поля системы двух полубесконечных проводов (рис. 6).

**Анализ полученных формул и практические рекомендации.** Несмотря на различие в структуре формул (28) и (29), определяемые ими переходные функции отличаются друг от друга лишь знаком перед  $z$ , в соответствии с тем, что поле на рис. 2 представляет зеркальное изображение поля на рис. 1. В самом деле, умножив числитель и знаменатель выражения (28) на

$$\sqrt{-z + \sqrt{z^2 + r^2}},$$

получим после элементарных преобразований:

$$f = \frac{CV - z + \sqrt{z^2 + r^2}}{r}, \quad (34)$$

а такая же операция над выражением (30) дает:

$$f = \frac{C}{\sqrt{-z + \sqrt{z^2 + r^2}}}. \quad (35)$$

Формулы (28) и (29) удобны для вычислений в области  $z > 0$ , но в области  $z < 0$  пользование ими требует (в особенности при малых значениях  $r$ ) повышенной точности вычисления корня  $\sqrt{z^2 + r^2}$ . Формулы (34) и (35), напротив, удобны для вы-

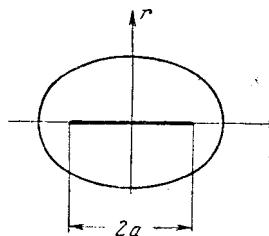


Рис. 5.

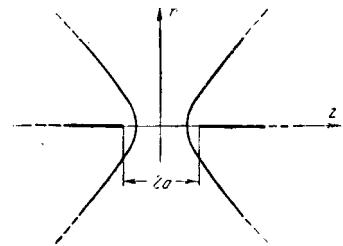


Рис. 6.

числений в области  $z < 0$ . Поэтому, объединяя оба случая расположения провода, можно рекомендовать для практических расчетов следующие формулы:

$$f = \frac{CV \sqrt{|z| + \sqrt{z^2 + r^2}}}{r} \quad (36)$$

для полупространства, окружающего провод, и

$$f = \frac{C}{\sqrt{|z| + \sqrt{z^2 + r^2}}} \quad (37)$$

для полупространства, не содержащего провода.

В отличие от рассмотренных формул каждая из пар формул (30), (31) и (32), (33) определяет существенно различные функции. Это непосредственно видно хотя бы из того, что при безграничном увеличении  $r$  функции (30) и (32) стремятся к нулю со скоростью  $1/r$ , а функции (31) и (33) приближаются к постоянной  $C$ .

Формулы (30) и (31) удобны для вычислений во всем пространстве. Что же касается формул (32) и (33), то их следует рекомендовать лишь для области  $z^2 + r^2 - a^2 > 0$ . Для области  $z^2 + r^2 - a^2 < 0$  более удобными являются формулы:

$$f = \frac{CV - (z^2 + r^2 - a^2) + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}{r} \quad (38)$$

и

$$f = \frac{C}{\sqrt{-(z^2 + r^2 - a^2) + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}}, \quad (39)$$

получающиеся в результате умножения числителя и знаменателя выражений (32) и (33) на

$$\sqrt{-(z^2 + r^2 - a^2) + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2][(z-a)^2 + r^2]}}.$$

Согласно соотношению (10) выражения для напряженности поля получаются в результате перемножения выражений (24)–(26) на соответствующие переходные функции. Сводка полученных таким образом формул дана в таблице. Следует отметить, что первая редакция формулы, относящейся к полю на рис. 6, была дана ранее Ю. С. Русиным [Л. 3], а вторая была рекомендована для межэлектродного пространства автором [Л. 4].

В предпоследней графе таблицы даны формулы для определения постоянных интегрирования  $C$ ,

Номера рисунков	$E$	$C$	Область применения
1 2	$\frac{CV z  + \sqrt{ z ^2 + r^2}}{r\sqrt[4]{ z ^2 + r^2}}$	$\frac{\tau}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z < 0$ $z > 0$
1 2	$\frac{C}{\sqrt[4]{ z ^2 + r^2} \cdot \sqrt{ z  + \sqrt{ z ^2 + r^2}}}$	$\frac{\tau}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z > 0$ $z < 0$
3	$\frac{C}{\sqrt[4]{ z ^2 + (r+a)^2} [z^2 + (r-a)^2] \cdot \sqrt{ z ^2 + r^2 + a^2 + \sqrt{ z ^2 + (r+a)^2} [z + (r-a)^2]}}$	$\frac{Q}{2\sqrt[2]{\pi\varepsilon_a}}$	—
4	$\frac{CV z ^2 + r^2 + a^2 + \sqrt{ z ^2 + (r+a)^2} [z^2 + (r-a)^2]}{r\sqrt[4]{ z ^2 + (r+a)^2} [z^2 + (r-a)^2]}$	$\frac{\tau}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	—
5	$\frac{C}{\sqrt[4]{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]} \cdot \sqrt{ z ^2 + r^2 - a^2 + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]}}}$	$\frac{\tau a}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z^2 + r^2 - a^2 > 0$
5	$\frac{C\sqrt{-(z^2 + r^2 - a^2) + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]}}}{2ar\sqrt[4]{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]}}$	$\frac{\tau a}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z^2 + r^2 - a^2 < 0$
6	$\frac{CV z ^2 + r^2 - a^2 + \sqrt{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]}}{r\sqrt[4]{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]}}$	$\frac{\tau}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z^2 + r^2 - a^2 > 0$
6	$\frac{2aC}{\sqrt[4]{[(z+a)^2 + r^2] [(z-a)^2 + r^2]} \cdot \sqrt{-(z^2 + r^2 - a^2) + \sqrt{(z+a)^2 + r^2} [(z-a)^2 + r^2]}}$	$\frac{\tau}{\sqrt[2]{2\pi\varepsilon_a}}$	$z^2 + r^2 - a^2 < 0$

полученные с помощью теоремы Гаусса и связанные эти постоянные с суммарным зарядом электрода  $Q$  (в случае диска) или линейной плотностью зарядов  $\tau$  (в остальных случаях).

**Приложение.** Вывод уравнений (1), (2), (5) и (6). Для области потенциального поля, заполненной однородной средой и свободной от источников,

$$\left. \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} = 0; \\ \text{div } \mathbf{E} = 0. \end{array} \right\} \quad (\text{П-1})$$

В случае плоскопараллельного поля, рассматриваемого в декартовой системе координат  $x, y, z$ , система уравнений (П-1) принимает следующий вид:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = 0; \\ \frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} = 0. \end{array} \right\} \quad (\text{П-2})$$

Если  $\gamma$  — угол, образуемый вектором  $\mathbf{E}$  с осью  $x$ , то  $E_x = E \cos \gamma$  и  $E_y = E \sin \gamma$ . Подставив эти выражения в (П-2), получим после элементарных преобразований:

$$\left. \begin{array}{l} E \frac{\partial \gamma}{\partial x} - \frac{\partial E}{\partial y} = 0; \\ E \frac{\partial \gamma}{\partial y} + \frac{\partial E}{\partial x} = 0. \end{array} \right\} \quad (\text{П-3})$$

Так как  $E' = E(\ln E)'$ , то из (П-3) вытекает система уравнений (5).

Аналогичным путем, рассматривая плоскомеридианное поле в цилиндрической системе координат  $z, r, \phi$  и исходя из системы уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = 0; \\ \frac{\partial E_z}{\partial z} + \frac{1}{r} \frac{\partial (r E_z)}{\partial r} = 0, \end{array} \right\}$$

получаем систему уравнений (6).

Уравнения (1) и (2) вытекают из (5) и (6) в результате простого исключения величины  $E$ .

### Литература

1. Сочинев А. Я., Теоретическое определение напряженности магнитного поля, создаваемого многополюсной электромагнитной системой, Журнал технической физики, вып. 3, 1936, т. VI.

2. Сочинев А. Я., Новый метод теоретического исследования магнитного поля электромагнитных систем. Доклады АН СССР, 1941, № 1, т. XXXIII.

3. Ручин Ю. С., Расчет некоторых плоскомеридианых полей, «Научные доклады высшей школы», Энергетика, 1959, № 4.

4. Сочинев А. Я., Магнитная система с неоднородным полем для экспериментального исследования электронных ламп, Журнал технической физики, 1960, № 8, т. XXX.

[18.10.1955]



# Компенсация пульсирующих полей и выбор некоторых параметров статора для электромагнитного перемешивания металлических расплавов

Н. С. ГОЛУБЕВ

Электромагнитное перемешивание в плавильных печах и литьевом производстве и электромагнитная транспортировка металлических расплавов оказывают положительное влияние на технологический процесс и качество металла и литья [Л. 1—3]. Однако выполненных работ в этой области очень мало, и ряд важных теоретических и практических задач ждет своего разрешения.

Принцип работы и конструкции перемешивающих устройств и электромагнитных дорожек (желобов) описаны в ряде книг и статей по электротехнике и металлургии. Основным элементом электромагнитных перемешивающих установок является многофазный разомкнутый статор, создающий бегущее магнитное поле в металлическом расплаве. Если провести анализ напряженности магнитного поля, созданного токами статора, то наряду с основным бегущим полем можно обнаружить бегущие поля высших гармонических, пульсирующие поля нулевой, первой и высших гармонических составляющих ряда Фурье. Полезный эффект создает только основное бегущее поле, а все остальные составляющие поля вызывают лишь потери электроэнергии в самом статоре, кожухе печи и т. п. В настоящей статье устанавливаются условия получения наибольшего основного бегущего поля и компенсации пульсирующих полей первых и «постоянной» составляющих электромагнитного поля двухфазных разомкнутых статоров с расщепленной фазой.

Изменения линейной нагрузки, частоты токов и полюсного деления статора, толщины футеровки и слоя металла, электропроводности и т. п. вызывают соответствующие изменения скорости течения расплава, которая в свою очередь играет большую роль при выборе оптимальных параметров статора.

Однако во многих теоретических работах по электромагнитному перемешиванию металла [Л. 4—7] электромагнитные явления анализировались без учета магнитогидродинамических явлений, несмотря на их тесную взаимосвязь. Электромагнитные процессы рассматривались в основном качественно как у асинхронных двигателей, которые по ряду признаков значительно отличаются от перемешивающих устройств.

В статье [Л. 8] приведена сильно упрощенная связь скорости металла на подине с основными векторами электромагнитного поля. Рассмотрение магнитогидродинамических явлений в перемешивающих установках затрудняется тем что магнитное поле сильно затухает в пределах слоя металлического расплава. В этом случае уравнение Навье—Стокса, описывающее движение вязкой жидкости, становится неинтегрируемым.

Г. А. Остроумов предложил приближенный метод решения уравнения Навье—Стокса при скольжении, равном единице. Однако этот метод не

может быть использован при питании статоров токами частотой порядка десятых долей герца, так как в этом случае даже на поверхности ванны печи скорость расплава составляет иногда примерно 30% от скорости поля статора [Л. 1].

В настоящей статье рассматривается новый метод приближенного определения скорости, течение слоя металлического расплава, а также анализируются некоторые электромагнитные явления в установках по перемешиванию и транспортировке металла, и даны соответствующие рекомендации.

**Гармонический анализ магнитного поля разомкнутого статора.** Выпускаемые отечественной промышленностью разомкнутые статоры с одной парой полюсов (рис. 1) для перемешивающих устройств, например, для печей емкостью 80 т, состоят из сердечника без ферромагнитных зубцов и двухфазной обмотки с расщепленной фазой [Л. 1]. Обмотка состоит из четырех катушек, по две катушки на фазу, соединенные последовательно.

С целью упрощения рассматриваемой задачи каждая катушка представлена на рис. 1 в виде соответствующих двух одиночных тонких проводников с токами  $I_{m1}$  или  $I_{m2}$  на поверхности сердечника со стороны ванны печи:

$$I_{m1} = 0,707\omega_1 I_1; \quad (1)$$

$$I_{m2} = 0,707\omega_2 I_2, \quad (2)$$

где  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$  — амплитудные значения токов в одиночных проводниках соответственно первой и второй фаз;

$\omega_1$ ,  $\omega_2$  — количество витков в первой и второй фазах (в двух катушках фазы вместе);

$I_1$ ,  $I_2$  — действующие значения токов в первой и второй фазах.

При таком представлении обмоток существенных изменений магнитного поля в перемешиваемом металлическом расплаве, находящемся на большом расстоянии от статора, не происходит.

Магнитное поле в пространстве над статором вычислим, воспользовавшись методами наложения и зеркальных изображений. Известно [Л. 9], что магнитное поле в воздухе от проводников с токами  $I_{m1}$  или  $I_{m2}$  на границе воздух—ферромагнетик можно примерно рассчитать как поле тех же проводников с удвоенными токами  $2I_{m1}$  или  $2I_{m2}$  в воздушном пространстве после удаления ферромагнетика (рис. 2). На рис. 2 цифры 1—8 обозначают номера проводников; символы  $l_1$ — $l_8$  — расстояния

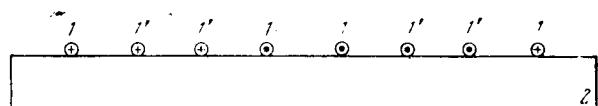


Рис. 1. Схемы разомкнутого статора с двухфазной обмоткой.

1 и 1' — одиночные проводники; 2 — сердечник.

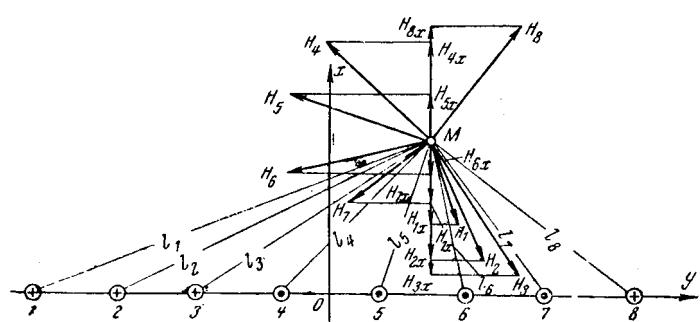


Рис. 2. Схема расчета магнитного поля в пространстве над статором (через проводники 1, 4, 5, 8 протекает ток  $2I_{m2}$ , а через проводники 2, 3, 6 и 7 — ток  $2I_{m1}$ ).

от проводников до точки  $M$ ;  $H_1—H_8$  и  $H_{1x}—H_{8x}$  — напряженности магнитного поля и ее проекции на ось  $x$  от соответствующих токов в проводниках.

Напряженность магнитного поля в любой точке  $M$  с координатами  $x$  и  $y$  (рис. 2) найдем по закону полного тока:

$$H_k = \frac{i_k}{2\pi l_k}, \quad (3)$$

где  $H_k$  — напряженность магнитного поля в точке  $M$  от тока в  $k$ -м проводнике;

$i_k = 2I_{m2} \sin \omega t$  или  $2I_{m1} \cos \omega t$  — ток в  $k$ -м проводнике.

Наибольший интерес представляет рассмотрение нормальных составляющих напряженности магнитного поля и магнитной индукции. Спроектировав векторы  $H_1—H_8$  на ось  $x$  (рис. 2), получим:

$$H_{kx} = H_k \cos \alpha_k, \quad (4)$$

где  $H_{kx}$  — проекции напряженностей магнитного поля на ось  $x$ ;

$\alpha_k$  — угол между положительным направлением оси  $x$  и вектором  $H_k$ .

Нормальная составляющая напряженности магнитного поля в точке  $M$  от токов статора будет равна алгебраической сумме проекций:

$$H_x = \sum H_{kx}. \quad (5)$$

На основании выражений (1) — (5) можем написать:

$$H_x = \frac{1}{\pi} I_{m2} [f_1(x, y) \sin \omega t + \beta f_2(x, y) \cos \omega t], \quad (6)$$

где

$$f_1(x, y) = \frac{a(2\beta + 1,5) - y}{[a(2\beta + 1,5) - y]^2 + x^2} - \frac{0,5a - y}{(0,5a - y)^2 + x^2} +$$

$$+ \frac{0,5a + y}{(0,5a + y)^2 + x^2} - \frac{a(2\beta + 1,5) + y}{[a(2\beta + 1,5) + y]^2 + x^2}; \quad (7)$$

$$f_2(x, y) = - \frac{a(1,5\beta + 1) - y}{[a(1,5\beta + 1) - y]^2 + x^2} -$$

$$- \frac{a(0,5\beta + 1) - y}{[a(0,5\beta + 1) - y]^2 + x^2} - \frac{a(0,5\beta + 1) + y}{[a(0,5\beta + 1) + y]^2 + x^2} -$$

$$- \frac{a[1,5\beta + 1] + y}{[a(1,5\beta + 1) + y]^2 + x^2}; \quad (8)$$

$$\beta = \frac{I_{m1}}{I_{m2}}; \quad (9)$$

$$a = \frac{\pi}{2(1 + \beta)}. \quad (10)$$

Разложим функции  $f_1(x, y)$  и  $f_2(x, y)$  в ряд Фурье по  $y$  на промежутке, равном двойному полюсному делению  $2\tau$ ,

$$f_1(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k(x) \sin kay; \quad (11)$$

$$\beta f_2(x, y) = \beta \frac{\psi_0(x)}{k^2} + \sum_{k=1}^{\infty} \beta \psi_k(x) \cos kay, \quad (12)$$

где

$$\varphi_k(x) = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} f_1(x, y) \sin kay dy; \quad (13)$$

$$\psi_k(x) = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} f_2(x, y) \cos kay dy; \quad (14)$$

$$\psi_0(x) = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} f_2(x, y) dy; \quad (15)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}.$$

С учетом выражений (11) и (12) формулу (6) можно переписать в таком виде:

$$H_x = \frac{1}{\pi} I_{m2} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k(x) \cos(\omega t - kay) + \beta \left[ \frac{\psi_0(x)}{2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (1 - \xi_k) \psi_k(x) \cos kay \right] \cos \omega t \right\}, \quad (16)$$

где

$$\xi_k = \frac{\varphi_k(x)}{\beta \psi_k(x)}.$$

Выражение (16) показывает наличие в нормальной составляющей напряженности магнитного поля бесконечно большого числа бегущих в прямом и обратном направлениях полей.

Соответствующим подбором тока второй фазы  $I_{m2}$  можно добиться наибольшего значения основного бегущего поля с одновременной компенсацией обратно бегущего поля первой гармоники ( $\xi_1 = 1$ ).

Учитывая только что сказанное и отбрасывая высшие гармонические составляющие поля, можно выражение (16) записать в следующем виде:

$$H_x = H_{x6m} \cos(\omega t - ay) + H_{x11m} \cos \omega t, \quad (17)$$

где

$$H_{x6m} = \frac{1}{\pi} I_{m2} \varphi_1(x); \quad (18)$$

$$H_{x11m} = \frac{1}{2\pi} \beta I_{m2} \psi_0(x). \quad (19)$$

На основании выражений (8) и (15) получим:

$$\psi_0(x) = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\{[a(1,5\beta + 1) - \tau]^2 + x^2\} \{[a(0,5\beta + 1) - \tau]^2 + x^2\}}{\{[a(1,5\beta + 1) + \tau]^2 + x^2\} \{[a(0,5\beta + 1) + \tau]^2 + x^2\}}. \quad (20)$$

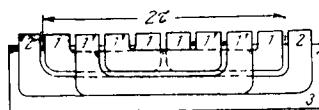


Рис. 3. Разомкнутый статор с компенсационной катушкой.

1 и 1' — основные обмотки; 2 — компенсационная обмотка; 3 — сердечник.

мое постоянным членом ряда Фурье (12). Амплитуда поля, вычисляемого по формуле (19), постоянна по всей длине статора в направлении оси  $y$ . Для ее компенсации нужна специальная компенсационная обмотка на статоре с шагом, примерно равным двойному полюсному делению  $2\tau$ , включенная последовательно с первой фазой (рис. 3).

Используя вышеизложенный метод для определения магнитного поля компенсационной обмотки, можем написать, что

$$H'_x = -\frac{I_m w}{\pi} \left[ \frac{\tau + \lambda a + y}{(\tau + \lambda a + y)^2 + x^2} + \frac{\tau + \lambda a - y}{(\tau + \lambda a - y)^2 + x^2} \right] \cos \omega t, \quad (21)$$

где  $H'_x$  — напряженность магнитного поля, созданного компенсационной обмоткой;

$I_m$  — амплитудное значение тока в компенсационной обмотке;

$w$  — число витков компенсационной обмотки;

$$\lambda = \frac{I_m w}{I_{m2}}. \quad (22)$$

Средняя напряженность магнитного поля компенсационной катушки в пределах двойного полюсного деления статора характеризуется выражением

$$H'_{xcp} = \frac{I_m w}{4\pi\tau} \ln \frac{\lambda^2 a^2 + x^2}{(2\tau + \lambda a)^2 + x^2} \cos \omega t. \quad (23)$$

Компенсация будет достаточно хорошей, если

$$H_{xpm} = -H'_{xcp},$$

где

$$H'_{xcp} = \frac{I_m w}{4\pi\tau} \ln \frac{\lambda^2 a^2 + x^2}{(2\tau + \lambda a)^2 + x^2}. \quad (24)$$

После компенсации полей, характеризуемых постоянным членом и первой гармонической ряда Фурье, оставшаяся бегущая волна магнитной индукции будет равна:

$$B = B_m \cos(\omega t - \alpha y), \quad (25)$$

где

$$B_m = \frac{\mu_0 I_{m2}}{\pi} \varphi_1(x). \quad (26)$$

Произведенные расчеты для перемешивающей установки указанной выше печи показывают, что для компенсации обратно бегущих полей двухфазного статора с расщепленной фазой необходимо уравнять н. с. по обеим фазам, а также использовать компенсационную обмотку с н. с., примерно равной н. с. одной фазы.

**Расчет электромагнитного поля перемешивающей установки.** Течение жидкого металла иллюстрируется на схеме перемешивающей установки, изобра-

женной на рис. 4. На рисунке не выделен в отдельную область защитный кожух из немагнитной стали, так как глубина проникновения поля в немагнитную сталь значительно больше толщины кожуха.

Расчет электромагнитного поля делается при следующих допущениях:

области 1—4 имеют параметры, указанные на рис. 4;

двуфазная обмотка статора с током представляется в виде бегущей волны поверхности тока  $A_{sm} e^{j(\omega t - \alpha y)}$ , где  $A_{sm}$  — амплитуда линейной токовой нагрузки статора;

рассматривается плоскопараллельное поле без учета краевых эффектов;

учитывается найденная ниже средняя скорость течения расплава  $v_{cp}$ , имеющая только составляющую по оси  $y$  в направлении бегущей волны.

В областях 1—4 (рис. 4) приведены известные уравнения:

$$\frac{\partial^2 A_k}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_k}{\partial y^2} = 0; \quad (27)$$

$$\frac{\partial^2 A_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_3}{\partial y^2} = \mu_0 \gamma \left( \frac{\partial A_3}{\partial t} + v_{cp} \frac{\partial A_3}{\partial y} \right), \quad (28)$$

где  $k$  — номера областей (1, 2 и 4);

$A_k$  — векторный потенциал в  $k$ -й области при  $v = v_{cp}$ ;

$A_3$  — то же в области 3.

Составляющая магнитной индукции по оси  $x$  и напряженность электрического поля соответственно вычисляются по известным формулам:

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; \quad (29)$$

$$E = E_z = -\frac{\partial A}{\partial t} + [v \operatorname{rot} A], \quad (30)$$

где  $v$  — скорость перемещения металла.

После решения уравнений (27) и (28) методом Фурье и нахождения постоянных интегрирования из обычных граничных условий можно написать выражения для векторного потенциала в расплаве:

$$A_3 = A_{3m0} \frac{R(x)}{R(h_n)} e^{j[\omega t - \alpha y + \varphi(x)]}; \quad (31)$$

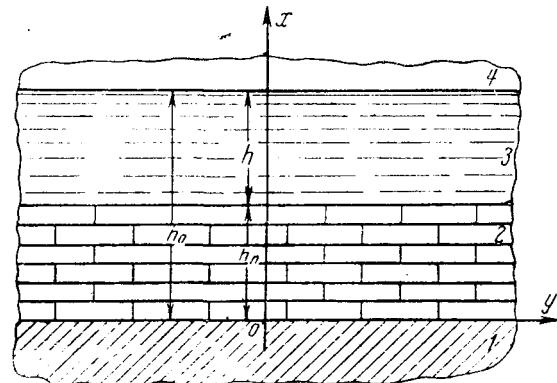


Рис. 4. Схема перемешивающей установки.

1 — сердечник ( $\mu = \infty$ ;  $\gamma = 0$ ); 2 — футеровка ( $\mu = \mu_0$ ;  $\gamma = 0$ ); 3 — расплав ( $\mu$ ;  $\gamma$ ); 4 — воздушное пространство ( $\mu$ ;  $\gamma = 0$ ).

$$A_{3m0} = \sqrt{\frac{\mu_0^2 A s_m^2}{\alpha^2 e^{2\alpha h_{ii}} + m_1 m_2 (1 + e^{2\alpha h_{ii}}) \frac{\alpha(m_1 \sinh 2m_1 h - m_1 \sin 2m_2 h) + \frac{1}{2} m_1 m_2 (1 + e^{-2\alpha h_{ii}}) (\cosh 2m_1 h - \cos 2m_2 h)}{m_1^2 \cosh 2m_1 h + m_2^2 \cos 2m_2 h + \alpha(m_1 \sinh 2m_1 h + m_2 \sin 2m_2 h)}}}, \quad (32)$$

где

$$R(x) = \sqrt{m_1^2 \cosh 2m_1(h_0 - x) + m_2^2 \cos 2m_2(h_0 - x) + d[m_1 \sinh 2m_1(h_0 - x) + m_2 \sin 2m_2(h_0 - x)]}; \quad (33)$$

$$R(h_{ii}) = \sqrt{m_1^2 \cosh 2m_1 h + m_2^2 \cos 2m_2 h + \alpha(m_1 \sinh 2m_1 h + m_2 \sin 2m_2 h)}; \quad (34)$$

$$m_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{2} [\sqrt{\alpha^4 + (\omega \gamma \mu_0 s_{cp})^2} \pm \alpha^2]}. \quad (35)$$

Среднее скольжение находится по обычной формуле

$$s_{cp} = \frac{\alpha}{\omega} \left( \frac{\omega}{\alpha} - v_{cp} \right). \quad (36)$$

На основании выражений (29), (30) и (31) найдем, что

$$B_{3mx} = \alpha A_{3m0} \frac{R(x)}{R(h_{ii})}; \quad (37)$$

$$E_{3mz} = \alpha A_{3m0} \frac{R(x)}{R(h_{ii})} \left( \frac{\omega}{\alpha} - v \right), \quad (38)$$

где  $B_{3mx}$  и  $E_{3mz}$  — амплитудные значения составляющих магнитной индукции и напряженности электрического поля соответственно по осям  $x$  и  $z$  в расплаве.

**Ламинарное течение расплава в затухающем бегущем электромагнитном поле.** Течение несжимаемой жидкости характеризуется известным уравнением гидродинамики (уравнением Навье — Стокса) и уравнением непрерывности [Л. 10]:

$$\frac{\partial v}{\partial t} + (v \nabla) v = \frac{1}{\sigma} \frac{dE}{dv} - \frac{1}{\sigma} \nabla p + \nu \Delta v; \quad (39)$$

$$\operatorname{div} v = 0, \quad (40)$$

где  $\sigma$  — плотность жидкости;

$p$  — давление;

$\nu$  — кинематическая вязкость.

Электромагнитные силы в единице объема металла можно вычислить по выражению

$$\frac{dF}{dv} = [\delta B], \quad (41)$$

где

$$\delta = \gamma E. \quad (42)$$

Течение металлического расплава рассмотрим в идеальной перемешивающей установке, в которой:

движение жидкого металла имеет ламинарный характер;

электромагнитное поле соответствует вышеприведенному расчету;

отсутствуют краевые эффекты.

На основании выражений (37), (38) и (41) можем написать формулу для усредненных электромагнитных сил по оси  $y$ :

$$\begin{aligned} \left( \frac{dF}{dv} \right)_{yep} &= \frac{1}{2} \gamma \alpha^2 A_{3m0}^2 \frac{R^2(x)}{R^2(h_{ii})} \left( \frac{\omega}{\alpha} - v \right) = \\ &= \frac{1}{2} \gamma B_{3mx}^2 \left( \frac{\omega}{\alpha} - v \right) \end{aligned} \quad (43)$$

и переписать уравнение Навье — Стокса (39) в следующем виде:

$$\frac{d^2 v}{dx^2} + \frac{M^2}{h^2} \frac{R^2(x)}{R^2(h_{ii})} \left( \frac{\omega}{\alpha} - v \right) - \frac{p_{cp}}{2\tau\eta} = 0, \quad (44)$$

$$\text{где } M^2 = \frac{\gamma \alpha^2 A_{3m0}^2 h^2}{2\eta};$$

$\eta$  — динамическая вязкость.

Неоднородное дифференциальное уравнение (44) не интегрируется; найдем его приближенное решение. Весь расплав толщиной  $h$  (рис. 4) разделим в направлении оси  $x$  на  $n$  слоев. Число  $n$  выберем таким, чтобы в пределах каждого слоя с достаточной для практики точностью можно было считать, что

$$R^2(x) \approx [R^2(x)]_{cp} = \text{const}. \quad (45)$$

В этом случае переменную магнитную индукцию можно заменить средней квадратичной в каждом слое, и уравнение (44) становится интегрируемым в каждом слое расплава [Л. 10]:

$$\frac{d^2 v_k}{dx^2} + \frac{M_k^2}{\left(\frac{h}{n}\right)^2} \left( \frac{\omega}{\alpha} - v_k \right) - \frac{p_{cp}}{2\tau\eta} = 0, \quad (46)$$

где  $v_k$  — скорость течения расплава в  $k$ -м слое;  
 $n$  — минимальное число слоев, выбранных по уравнению (45);

$$M_k^2 = \frac{B_{mkcp}^2}{2} \left( \frac{h}{n} \right)^2 \frac{\gamma}{\eta}. \quad (47)$$

Средняя квадратичная магнитная индукция в  $k$ -м слое характеризуется выражением

$$B_{mkcp} = \sqrt{\frac{n}{h} \alpha A_{3m0} \frac{R_k}{R(h_{ii})}}, \quad (48)$$

где

$$B_{mkcp} = \sqrt{\frac{n}{h} \int_{x_{k-1}}^{x_k} B_{3mx}^2 dx};$$

$$R_k = \sqrt{\left[ m_1 \operatorname{ch}^2 \frac{(n-k)+1}{n} m_1 h + d \operatorname{sh} \frac{2(n-k)+1}{n} m_1 h \right] + \left[ m_2 \cos^2 \frac{2(n-k)+1}{n} m_2 h + d \sin \frac{2(n-k)+1}{n} m_2 h \right]}.$$

Общее решение неоднородного уравнения (46) имеет вид:

$$v_k = C_k \operatorname{sh} M_k \frac{nx}{h} + D_k \operatorname{ch} M_k \frac{nx}{h} + N_k, \quad (49)$$

где

$$x_k = h_{\text{пп}} + k \frac{h}{n}.$$

$$N_k = \frac{\omega}{\alpha} - \left( \frac{h}{n} \right)^2 \frac{p_{cp}}{M_k^2 2\tau\eta}.$$

Постоянные интегрирования  $C_k$  и  $D_k$  можно найти из граничных условий:

$$\left. \begin{array}{l} v/h_{\text{пп}} = 0; \\ v/h_0 = v_{\text{пп}}; \\ v_k/x_k = v_{k+1}/x_k; \\ \frac{dv_k}{dx} \Big|_{x_k} = \frac{dv_{k+1}}{dx} \Big|_{x_k}, \end{array} \right\} \quad (50)$$

где

$$x_{k-1} = h_{\text{пп}} + (k-1) \frac{h}{n} \leq x \leq x_k = h_{\text{пп}} + k \frac{h}{n}.$$

Для многих промышленных перемешивающих установок после соответствующего выбора минимального числа слоев  $n$  по условию (45) справедливы следующие приближенные формулы (переход к этим приближенным формулам значительно упрощает расчеты):

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{cth} M_k \approx \operatorname{th} \frac{M_k}{2} \approx 1; \\ \frac{M_k}{\operatorname{sh} M_k} \approx 0. \end{array} \right\} \quad (51)$$

С учетом граничных условий (50) и выражений (51) получены приближенные формулы для определения локальной скорости металла по слоям:

$$v_k \approx N_k + \frac{1}{\operatorname{sh} M_k} \left[ (v_{k_0} - N_k) \operatorname{sh} M_k \frac{n(x-x_{k-1})}{h} + (v_{k_0-1} - N_k) \operatorname{sh} M_k \frac{n(x_k-x)}{h} \right], \quad (52)$$

где

$$v_{k_0} \approx \frac{\omega}{\alpha} - \left( \frac{h}{n} \right)^2 \frac{p_{cp}}{M_k M_{k+1} 2\tau\eta};$$

$$v_{k_0-1} \approx \frac{\omega}{\alpha} - \left( \frac{h}{n} \right)^2 \frac{p_{cp}}{M_{k-1} M_k 2\tau\eta};$$

$$v_n = v_{\text{пп}}.$$

Среднюю скорость течения расплава можно вычислить по приближенному выражению:

$$v_{cp} \approx \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n N_k. \quad (53)$$

Для определения среднего рабочего давления расплав сложной геометрической формы заменим прямоугольным параллелепипедом того же объема. Высоту параллелепипеда примем равной толщине слоя металла  $h$ , а длину возьмем равной двойному полюсному делению статора. С учетом выражений (41) и (43) можем записать, что

$$p_{cp} = \frac{F}{F'} \frac{2\pi}{h} \int_{h_{\text{пп}}}^{h_0} \left( \frac{dF}{dV} \right)_{y_{cp}} dx, \quad (54)$$

где  $F$  и  $F'$  — соответственно площади прямоугольника  $abcd$  и  $ABCD$  (рис. 5).

После интегрирования получим:

$$p_{cp} = \frac{F}{F'} \frac{\pi s_{cp} \omega \gamma}{2h} A_{3m_0}^2 \frac{R^2}{R^2(h_{\text{пп}})}, \quad (55)$$

где

$$R^2 = m_1 \operatorname{sh} 2m_1 h + m_2 \sin 2m_2 h + \alpha (\operatorname{ch} 2m_1 h - \cos 2m_2 h).$$

На основании выражений (49) и (52) можно написать приближенную формулу для вычисления ламинарной скорости в поверхностном слое

$$v_{\text{пп}} \approx \frac{\omega}{\alpha} - \left( \frac{h}{n} \right)^2 \frac{p_{cp}}{M_{\text{пп}}^2 2\tau\eta}, \quad (56)$$

где

$$M_{\text{пп}} = \frac{h}{n} \sqrt{\frac{\gamma}{2\eta}} B_{3mx} |_{x=h_0}.$$

Перед определением локальной скорости металла в идеальной перемешивающей установке трудно найти среднюю скорость расплава для расчета электромагнитного поля. Однако, задаваясь различными произвольными значениями среднего скольжения, легко определить скорость ламинарного течения расплава в поверхностном слое  $v_{\text{пп}}$  по формуле (56) и построить зависимость  $v_{\text{пп}} = f(s_{cp})$ , затем по действительной экспериментально найденной скорости на поверхности расплава и графику  $v_{\text{пп}} = f(s_{cp})$  определяют средние действительные скольжение и скорость.

И. А. Тютин предложил решать такие задачи, пренебрегая силами внутреннего трения [Л. 10].

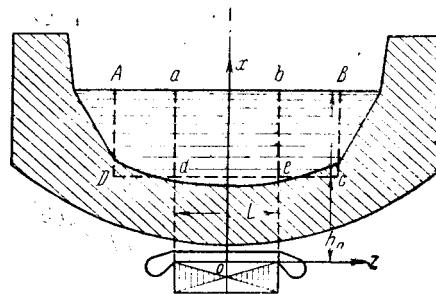


Рис. 5. Схема расположения статора под печью.

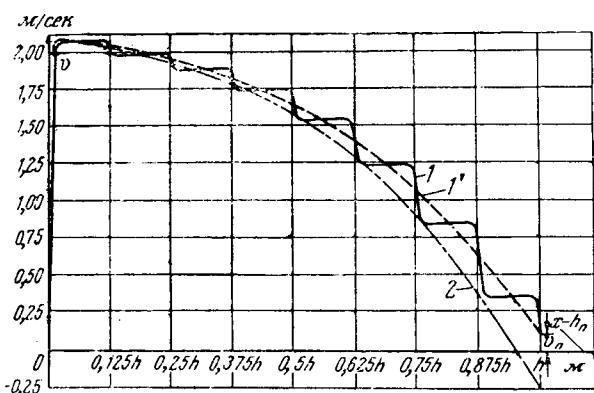


Рис. 6. Изменение скорости ламинарного течения расплава по толщине слоя металла печи емкостью 80 т.  
 $As_m = 1,53 \cdot 10^5$  а/м;  $f = 0,56$  гц;  $v_n = 0,1$  м/сек;  $s_{cp} = 0,4$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  гн/м;  $\gamma = 0,735 \cdot 10^6$  1/ом · м;  $h_n = 1$  м;  $\eta = 2 \cdot 10^{-3}$  м · сек/м<sup>2</sup>;  $\tau = 2$  м;  $L = 1,5$  м; 1 и 1' — соответственно действительная зависимость и зависимость, вычисленная по формуле (52); 2 — кривая, рассчитанная по выражению (57).

В этом случае в уравнении Навье—Стокса (44) будет отсутствовать вторая производная  $\frac{d^2v}{dx^2}$ , дифференциальное уравнение второго порядка превращается в алгебраическое, а скорость течения расплава характеризуется зависимостью

$$v = \frac{\omega}{\alpha} \left[ 1 - \frac{F}{F'} \frac{s_{cp}}{2h} \frac{R^2}{R^2(x)} \right]. \quad (57)$$

Графики  $v=f(x)$ , вычисленные по выражениям (52) и (57) для перемешивающей установки печи емкостью 80 т [Л. 1], изображены на рис. 6.

Полученное решение [формула (57)] достаточно простое, но оно неверно для нижних слоев расплава у подины, где велики силы внутреннего трения.

**Гидравлическая, джоулева и электромагнитная мощности и электромагнитный момент расплава.** Гидравлическая (механическая), электромагнитная и джоулева мощности расплава (соответственно  $P_{mx}$ ,  $P_{em}$ ,  $P_m$ ) с учетом средней скорости течения связаны между собой известными соотношениями:

$$P_{mx} = \frac{1 - s_{cp}}{s_{cp}} P_m; \quad (58)$$

$$P_{em} = \frac{1}{s_{cp}} P_m. \quad (59)$$

Джоулева мощность определяется по выражению

$$\frac{aP_m}{aV} = \gamma E_{3z}^2, \quad (60)$$

где  $E_{3z}$  — эффективное значение напряженности электрического поля в расплаве при средней скорости его движения.

На основании равенств (38) и (60) получим:

$$P_m = \frac{\gamma E_{3m}^2}{2} \frac{R^2}{R^2(h_n)} \tau L, \quad (61)$$

где

$$E_{3m} = s_{cp} \omega A_{3m}.$$

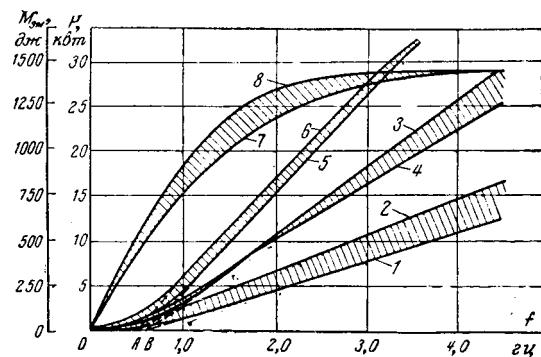


Рис. 7. Зависимости мощности и электромагнитного момента расплава от частоты.

1, 3, 5 и 7 — соответственно для  $P_m$ ,  $P_{mx}$ ,  $P_{em}$  и  $M_{em}$  при  $s_{cp}=0,3$ ; 2, 4, 6 и 8 — то же при  $s_{cp}=0,4$ .

Электромагнитный момент характеризуется выражением

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega}. \quad (62)$$

Зависимости гидравлической, джоулевой и электромагнитной мощностей и электромагнитного момента от частоты при постоянной линейной нагрузке статора представлены на рис. 7.

**Выводы.** Для создания в расплаве только одного основного бегущего поля при равных амплитудах первых гармоник фаз у перемешивающей установки печи емкостью 80 т н. с. фаз должны быть примерно одинаковыми, если из-за относительно небольшой величины (примерно 15%) не учитывать первую гармонику компенсационной обмотки.

Намагничающая сила компенсационной обмотки статора должна быть примерно равна н. с. одной фазы.

Ламинарное течение металлического расплава происходит со значительным скольжением. При низкой частоте, близкой к оптимальной [Л. 1], среднее скольжение в перемешивающей установке 80-тонной печи по расчету примерно равно 30—40%!

Для удобства скачивания шлака скорость течения расплава по зеркалу ванны над статором должна быть близкой к нулю или иметь направление, обратное полюю в сторону выпускного отверстия печи. Течение металла по зеркалу ванны над статором против напряжения движения поля можно получить не только изменением частоты, но и увеличением ширины статора по оси  $z$ . При увеличении ширины статора скорости расплава по слоям уменьшаются.

Зависимости, изображенные на рис. 7, показывают, что перемешивающая установка работает в зоне перелома кривых мощностей (зона  $A-B$ ), и электромагнитный момент принимает максимальные значения при частотах, в несколько раз превышающих оптимальную частоту [Л. 1].

#### Литература

1. Окороков Н. В., Электромагнитное перемешивание металла в дуговых сталеплавильных печах, Металлургиздат, 1961.
2. Остроумов Г. А., Физико-математические основы магнитного перемешивания расплавов, Металлургиздат, 1960.



# К вопросу устойчивости системы регулирования тока ионных преобразователей

Инж. И. Г. ХОМСКИЙ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Обычный путь аналитического исследования устойчивости регулируемых систем [Л. 1—4] заключается в построении областей устойчивости ( $D$ -разбиение) в координатах наиболее характерных параметров системы. Аналитическое построение этих областей достаточно трудоемко даже в простейших случаях.

При исследовании вопросов устойчивости систем регулирования широкое распространение нашли математические машины — аналоги непрерывного действия [Л. 8]. Однако не во всех случаях их применение возможно или целесообразно.

Существует целый ряд графо-аналитических методов построения областей устойчивости по одному или двум параметрам, в которых используются частотные критерии устойчивости. Для расчета границы устойчивости по двум параметрам существуют специальные номограммы, облегчающие вычисления, в частности  $P$ ,  $Q$ -номограммы [Л. 3].

Ниже рассматривается графический метод построения областей устойчивости в функции двух параметров по логарифмическим амплитудно-частотным (ЛАЧХ) и фазо-частотным (ЛФЧХ) характеристикам и его применение для анализа устойчивости системы регулирования тока ионных преобразователей.

Рассмотрим систему автоматического регулирования тока ртутного преобразователя для электрокрекинга метана [Л. 5]. Принципиальная схема показана на рис. 1. Принцип действия системы регулирования заключается в следующем.

Сигнал, пропорциональный току нагрузки  $I_{\text{тр}}$ , который поступает от трансформатора тока  $TT$ , в преобразовательном элементе  $\Pi\mathcal{E}$  блока регулятора тока  $BPT$  преобразовывается в напряжение  $U_{\text{пэ}}$  и сравнивается с эталонным напряжением  $U_0$ .

Разность  $U_{\text{пэ}} - U_0$  подается на вход электронного усилителя  $Y$ , нагрузкой которого служит входная цепь системы сеточного управления  $CY$  ионного выпрямителя  $B$ . В рассматриваемом случае принята система сеточного управления с пик-дросселями, подмагничиваемыми постоянным током управ-

ления  $I_y$ . Ширина сеточных импульсов зависит от величины тока  $I_y$ .

В цепи нагрузки выпрямителя включены сглаживающая индуктивность и активное сопротивление, а также электродуговое устройство. Расчетная величина сглаживающей индуктивности  $L_d$  учитывает, кроме индуктивности цепи выпрямленного тока, также индуктивность рассеяния питающего трансформатора и сети.

Расчетное сопротивление цепи нагрузки  $R_d$  включает в себя, кроме собственно сопротивления нагрузки, также внутреннее сопротивление преобразователя  $R_3$ , определяемое наклоном его внешней характеристики.

Если нагрузкой выпрямителя является дуга, то она представляется в соответствии с общепринятой методикой, в виде отрицательного сопротивления  $-R_d$ . При этом расчетное сопротивление нагрузки  $R_d = R_3 + R_a - R_d$  и может быть отрицательным, положительным или равным нулю ( $R_a$  — сумма активных сопротивлений цепи выпрямленного тока).

Регулирование тока нагрузки ионного преобразователя осуществляется благодаря наличию отрицательной обратной связи между током и напряжением преобразователя.

Запишем выражения для передаточных функций всех звеньев системы регулирования.

1. Преобразовательный элемент с большой точностью может быть представлен в виде безынерционного звена с коэффициентом усиления  $K_1 = \frac{\Delta U_{\text{пэ}}}{\Delta I_d}$ .

2. Электронный усилитель постоянного тока, в схеме которого не содержится специально включенных емкостей и индуктивностей, в системах автоматического регулирования представляется как безынерционное звено.

В рассматриваемом случае в схему усилителя введена корректирующая  $RC$ -цепочка обратной связи; при этом передаточная функция усилителя приобретает вид, характерный для пропорционально-интегрального звена:

$$W_2 = K_2 \frac{1 + \alpha p T_1}{1 + p T_1},$$

3. Чернышев И. А., Электромагнитное воздействие на металлические расплавы, Металлургиздат, 1963.

4. Вайнберг Г. С., К теории устройств для электромагнитного перемешивания расплавленного металла в дуговых электропечах, «Электричество», 1958, № 2.

5. Вайнберг Г. С., О выборе частоты устройств для электромагнитного перемешивания металла в электропечи, «Электричество», 1958, № 5.

6. Кочнев Э. К., О статье Вайнберга Г. С., К теории устройств для электромагнитного перемешивания расплавленного металла в дуговых электропечах, «Электричество», 1959, № 7.

7. Кочнев Э. К. и Резин М. Г., Исследование устройства по электромагнитному перемешиванию расплавленного металла, Изв. высших учебных заведений, Электромеханика, 1962, № 9.

8. Синуров Н. С. и др., Выбор некоторых параметров дугового статора электромагнитного перемешивателя жидкой стали, «Сталь», 1958, № 9.

9. Нетушил А. В. и Поливанов К. М., Основы электротехники, ч. III, Госэнергоиздат, 1956.

10. Тютин И. А., Электромагнитные насосы для жидкого металлов, Изд-во АН Латв. ССР, 1959.



где  $K_2 = \frac{\Delta I_y}{\Delta U_{\text{ПЭ}}}$  — статический коэффициент усиления;  
 $T_1$  и  $\alpha T_1$  — постоянные времени пропорционально-интегрального звена ( $0 < \alpha < 1$ ).

3. Роли ионного преобразователя как звена системы автоматического регулирования в последнее время посвящено много работ, в частности [Л. 6 и 7]. В соответствии с методикой, принятой в [Л. 7], будем рассматривать блок ионный преобразователь — сеточное управление в виде единого звена системы регулирования — управляемого ионного преобразователя (УИП). В рассматриваемом случае входной величиной УИП служит ток управления  $I_y$ , а выходной — выпрямленное напряжение  $U_d$ , которое является не дискретной, а непрерывной функцией  $I_y$ .

Передаточная функция УИП была получена в результате обработки большого количества осциллографм изменения во времени напряжения  $U_d$  при практически скачкообразном изменении тока  $I_y$ . Одна из таких осциллографм приведена на рис. 2.

С некоторым приближением переходный процесс установления  $U_d$  (сплошная линия) можно представить как наложение двух процессов: чистого запаздывания с временем запаздывания  $\tau$  и апериодического процесса с постоянной времени  $T_2$  (пунктирная линия).

Передаточная функция УИП при этом записывается в виде

$$W_s = K_s \frac{e^{-p\tau}}{1 + pT_2};$$

$$K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_y}.$$

Из осциллографм переходных процессов экспериментально были определены значения  $\tau$  и  $T_2$ . Они не остаются постоянными от опыта к опыту, а меняются в пределах:  $\tau$  — от 0,0035 до 0,0062 сек,  $T_2$  — от 0,0038 до 0,0077 сек. Средняя величина для  $\tau$  составляет 0,0049 сек, для  $T_2$  — 0,0059 сек.

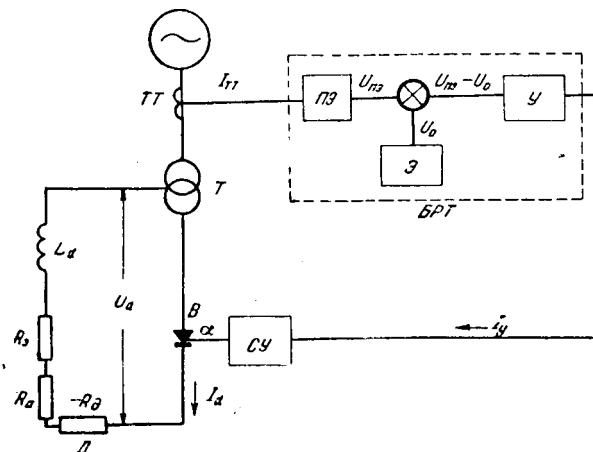


Рис. 1. Принципиальная схема регулирования тока трутного преобразователя для электрокрекинга метана.

С — силовой трансформатор; БРТ — блок регулятора тока; ПЭ — преобразовательный элемент; У — усилитель; Э — ионный выпрямитель; СУ — система управления;

$R_d < 0$  — источник эталонного напряжения; Д — дуговое устройство.

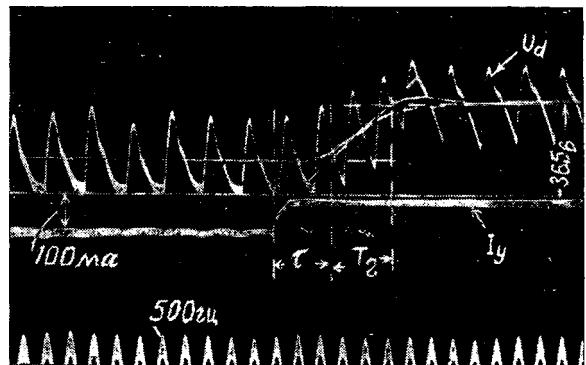


Рис. 2. Переходная характеристика управляемого ионного преобразователя с пик-дроссельной схемой сеточного управления.

4. Передаточная функция нагрузки выводится на основании рассмотрения принципиальной схемы выпрямителя (рис. 1). Входной величиной является напряжение  $U_d$ , а выходной — ток  $I_d$ . В зависимости от величины и знака сопротивления  $R_d$  передаточная функция нагрузки записывается следующим образом:

$$R_d > 0 \quad W_4 = \frac{1}{R_d(1 + pT_s)}; \quad (1)$$

$$R_d = 0 \quad W_4 = \frac{1}{pL_d}; \quad (2)$$

$$R_d < 0 \quad W_4 = -\frac{1}{|R_d|(1 - pT_s)}; \quad (3)$$

здесь  $T_s = \left| \frac{L_d}{R_d} \right|$  — постоянная времени цепи нагрузки.

Передаточные функции разомкнутой системы автоматического регулирования в целом записываются соответственно следующим образом:

$$R_d > 0 \quad W = \frac{K_p(1 + \alpha pT_1)e^{-p\tau}}{R_d(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_s)}; \quad (4)$$

$$R_d < 0 \quad W = -\frac{K_p(1 + \alpha pT_1)e^{-p\tau}}{|R_d|(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 - pT_s)}; \quad (5)$$

$$R_d = 0 \quad W = \frac{K_p(1 + \alpha pT_1)e^{-p\tau}}{pL_d(1 + pT_1)(1 + pT_2)}; \quad (6)$$

здесь  $K_p = K_1 K_2 K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$  — коэффициент усиления регулятора тока и УИП.

Для построения областей устойчивости системы регулирования, заданной передаточными функциями вида (4) и (5), необходимо определить предельные значения коэффициента усиления системы  $K = \frac{K_p}{R_d}$  в функции параметров регулятора или нагрузки. Если передаточная функция задана выражением (6), то находится зависимость от тех же параметров величины  $\frac{K_p}{L_d}$ .

Рассмотрим существование метода определения предельных коэффициентов усиления системы с помощью логарифмических частотных характеристик на примере системы регулирования с электродуговой нагрузкой ( $R_d < 0$ ) при следующих параметрах

рах:  $\alpha=0,15$ ;  $T_3=-0,03$  сек;  $T_2=0,006$  сек;  $\tau=0,004$  сек и  $T_1=0,001$ ; 0,01; 0,1 и 1 сек.

Здесь, как и в дальнейшем, постоянная времени цепи нагрузки  $T_3$  при  $R_d < 0$  также условно принимается отрицательной. Будем строить нормированные ЛАЧХ для случая единичного коэффициента усиления (рис. 3).

Находим граничное значение частоты  $\omega_{\text{пр}}$ , соответствующей точкам перехода ЛФЧХ через прямую  $\varphi = -\pi$ , после чего, проведя перпендикуляр к оси  $\omega$  до его пересечения с ЛАЧХ, определяем расположенные резервы роста усиления, т. е. предельный коэффициент усиления  $K_{\text{пр}}$ , при котором запас устойчивости по амплитуде на частоте  $\omega_{\text{пр}}$  равен нулю. Такой способ определения  $K_{\text{пр}}$  эквивалентен переносу линии 0 дБ вниз до пересечения с точкой ЛАЧХ, соответствующей  $\omega_{\text{пр}}$ . Поскольку асимптотические ЛАЧХ дают ошибку при определении коэффициента усиления, значение  $K_{\text{пр}}$  на граничной частоте  $\omega_{\text{пр}}$  в дальнейшем уточняется по известным таблицам. Это уточнение не представляет каких-либо серьезных дополнительных затруднений, поскольку приходится строить не всю точную ЛАЧХ, а только уточнять величину  $K_{\text{пр}}$  в одной или в двух точках.

Из построений рис. 3 видно, что рассматриваемая система может быть устойчива при малых постоянных времени  $T_1$  (0,001 и 0,01 сек) и при  $T_1=1$  сек. При  $T_1=0,1$  сек ни при каких значениях коэффициента усиления  $K$  система не может быть устойчивой.

Ход ЛФЧХ при  $T_1=1$  сек показывает, что существует два предельных значения коэффициента усиления, больших 1: максимальное и минимальное. При малых  $T_1$  минимальный коэффициент усиления системы автоматического регулирования (САР) равен 1 (0 дБ).

Отметим, что система регулирования с подобным ходом ЛФЧХ и передаточной функцией вида (5) не является минимально фазовой. ЛАЧХ системы регулирования, имеющей передаточную функцию вида (4), не отличаются от характеристик, изображенных на рис. 3, однако для этого случая, в отличие от только что рассмотренного, запас устойчивости по фазе монотонно убывает с ростом частоты. Система не имеет минимального коэффициента усиления.

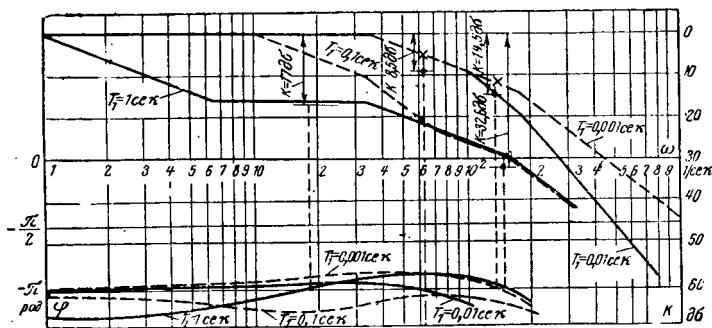


Рис. 3. Логарифмические частотные характеристики системы регулирования.

$\alpha=0,15$ ,  $T_3=-0,03$  сек,  $T_2=0,006$  сек,  $T_1=0,001$ ; 0,01; 0,1; 1 сек.

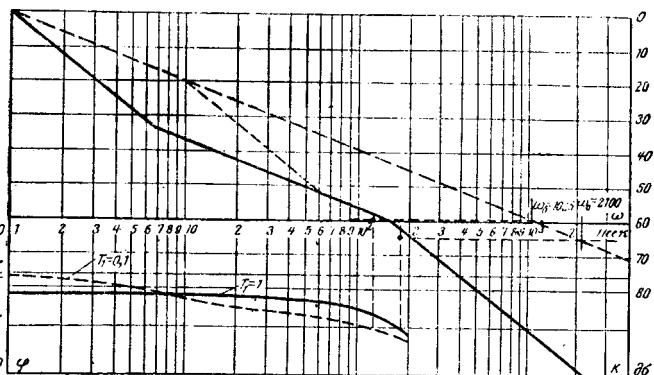


Рис. 4. Логарифмические частотные характеристики системы регулирования.

$\alpha=0,15$ ;  $T_2=0,006$  сек;  $\tau=0,004$  сек;  $R_d=0$ ;  $L_d=0,2$  гн;  $T_1=0,1$ ; 1 сек.

Особо следует рассмотреть третий случай, когда сопротивление нагрузки выпрямителя  $R_d=0$  [выражение (6) для передаточной функции САР].

Как известно, логарифмическая амплитудно-частотная характеристика САР, содержащая интегрирующее звено, имеет начальный участок с наклоном 20 дБ/декада (асимптота низких частот). В соответствии с общими правилами, строим ЛАЧХ и ЛФЧХ, применяя, как и в предыдущих случаях, метод переноса оси абсцисс и внося дополнительную поправку к асимптотической характеристике в точке  $\omega_{\text{пр}}$ . В данном случае для определения предельного  $K_{\text{пр}}$  воспользуемся тем обстоятельством, что для интегрирующего звена с передаточной функцией  $W=\frac{1}{L_p K_p}$  коэффициент усиления звена при  $\omega=p \frac{L}{K_p}$  по определению равен 1 (0 дБ).

Продолжив асимптоту низких частот до пересечения с перенесенной осью абсцисс ЛАЧХ, мы как раз и получим значение  $\omega=\omega_0=\frac{K_{\text{пр}}}{L_d}$ , соответствующее предельному значению коэффициента усиления  $K_{\text{пр},\text{пр}}$ , поскольку точка пересечения перенесенной оси абсцисс с ЛАЧХ системы определяет ее границу устойчивости. Соответствующее построение для конкретных параметров системы регулирования при  $R_d=0$  произведено на рис. 4.

Сравним трудоемкость расчетов областей устойчивости рассмотренным выше методом и методом  $P$ ,  $Q$ -номограмм [Л. 3] на примере системы с передаточной функцией вида (4). Запишем соответствующее характеристическое уравнение в функции двух параметров ( $K$  и  $T_1$ ):

$$K(1+\alpha pT_1)e^{-p\tau} + T_1 p(1+pT_2)(1+pT_3) + (1+pT_2)(1+pT_3) = 0.$$

В соответствии с обозначениями, принятыми в [Л. 3]:

$$P = (1+\alpha pT_1)e^{-p\tau}; \quad \frac{R}{Q} = -\frac{1}{p};$$

$$Q = p(1+pT_2)(1+pT_3); \quad \frac{P}{Q} = \frac{1+\alpha pT_1}{(1+pT_2)(1+pT_3)e^{-p\tau}}.$$

$$R = (1+pT_2)(1+pT_3);$$

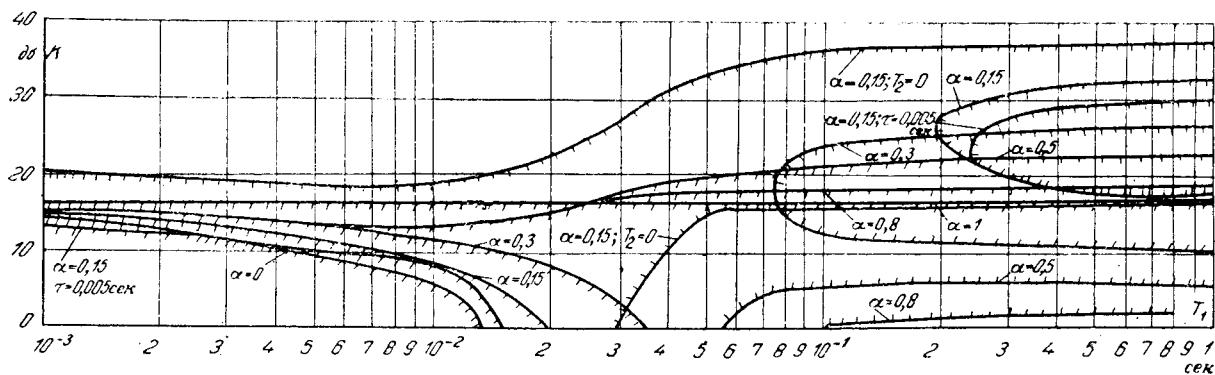


Рис. 5. Области устойчивости системы регулирования ( $T_3 = -0,03$  сек).

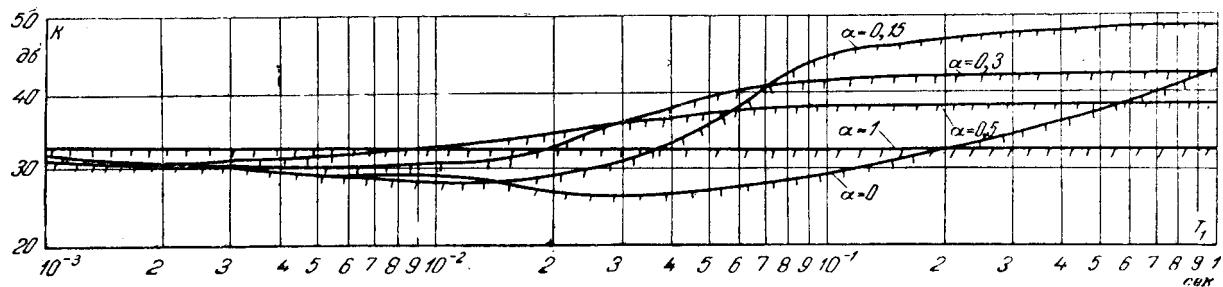


Рис. 6. Области устойчивости системы регулирования ( $T_3 = 0,15$  сек).

Для дальнейших расчетов необходимо, задавшись величинами  $\tau$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $\alpha T_1$  для разных  $\omega$ , найти значения  $\frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)}$  и  $\frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}$  и соответствующие точки нахождения на  $P$ ,  $Q$ -номограмму. Далее по  $P$ ,  $Q$ -номограмме определяются парные значения  $K$  и  $T_1$ , соответствующие границе устойчивости. Характер получившихся областей проверяется обычным методом.

Из сказанного видно, что хотя для расчетов по  $P$ ,  $Q$ -номограммам требуется дополнительная подготовительная работа, трудоемкость вычислений по этому методу при необходимости получения большого числа точек меньше, чем по методу, описанному в статье. С другой стороны, построение областей устойчивости непосредственно по ЛАЧХ и ЛФЧХ значительно проще и нагляднее; по этому методу легко построить области с любым наперед заданным значением запаса устойчивости по фазе или амплитуде. В ряде случаев для инженерных расчетов, не требующих получения большого количества точек, этот метод может оказаться также и

менее трудоемким. С помощью метода логарифмических частотных характеристик были построены зоны устойчивости для некоторых характерных режимов работы преобразовательной установки электрорекинга метана. При работе на дугу постоянная времени нагрузки этого преобразователя равна  $-0,03 \div -0,04$  сек. При пуске установки в режиме короткого замыкания  $T_3 = 0,12 \div 0,18$  сек. Зоны устойчивости построены в координатах  $K = f(T_1)$  для различных значений  $\alpha$ . Они представлены на рис. 5 и 6. При построении были приняты следующие значения параметров УИП: время запаздывания  $\tau = 0,004$  сек и  $T_2 = 0,006$  сек.

Штриховка на кривых предельных значениях коэффициентов усиления нанесена в направлении устойчивой работы системы регулирования. По графикам, подобным приведенным на рисунках, можно выбрать оптимальные параметры системы регулирования с точки зрения ее устойчивости в различных режимах работы.

Из графиков, в частности, видно, что в области значений  $T_1$  от 0,1 до 1 сек оптимальное значение параметра  $\alpha$  составляет величину порядка 0,1—0,3. При увеличении параметра  $\alpha$  существенно уменьшается максимальный предельный коэффициент усиления, а при его уменьшении область устойчивости сдвигается в сторону больших  $T_1$ , что нежелательно. Чем меньше время запаздывания  $\tau$  и постоянная времени  $T_2$ , тем области устойчивости шире. В качестве примера на рис. 5 построены области устойчивости системы для значений  $\tau = 0,005$  сек, а также для случая  $T_2 = 0$ .

На рис. 7 изображены графики зависимости  $K_{p,pr} / L_d$  от постоянной времени усилителя  $T_1$  для случая, когда сопротивление в цепи нагрузки  $R_d$  равно нулю. Из этих графиков видно, что при малых  $T_1$  предельный коэффициент усиления системы невелик, но при достижении  $T_1$  определенных

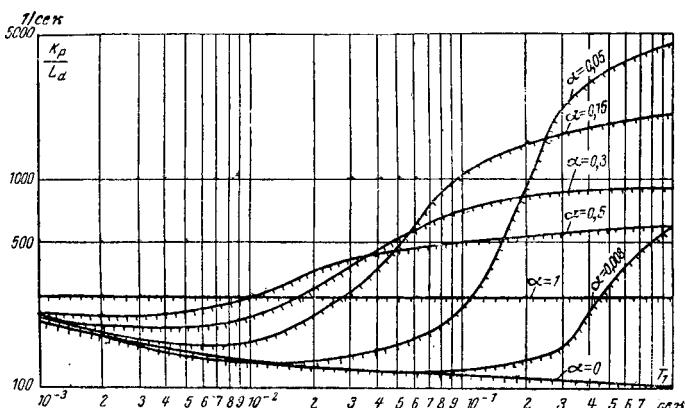


Рис. 7. Области устойчивости системы регулирования ( $R_d = 0$ ;  $T_2 = 0,006$  сек;  $\tau = 0,004$  сек).

Параметры нагрузки				Параметры регулятора		Предельные коэффициенты усиления, дБ				Примечание	
Вид нагрузки	$I_d$ , а	$U_d$ , кв	$T_3$ , сек	$\alpha$	$T_1$ , сек	Экспериментальные значения		Расчетные значения <sup>1</sup>			
						макс.	мин.	макс.	мин.		
Дуга	900	7	-0,035	0,2	0,51	31,4	25,5	29,3	15,0		
"	900	7	-0,035	0,2	4,3	31,1	26,5	30,0	14,0		
"	900	7,1	-0,035	0,2	0,28	31,1	25,5	28,6	15,0		
"	900	6—7	-0,035	0,14	0,26	Дуга горит неустойчиво		29,5	19,9		
Режим короткого замыкания	900	7,2	-0,044	0,13	0,59	31	—	35,3	18,8	Запас устойчивости по фазе, определенный по ЛЧХ, практически отсутствует	
To же	400	0	0,18	0,24	0,67	41,5	—	43,6	—		
"	400	0	0,18	0,18	0,2	43	—	45,5	—		
"	400	0	0,18	0,18	0,42	44,6	—	46,6	—		

<sup>1</sup> При расчете  $K_{\text{пр}}$  принимались  $T_2 = 0,006$  сек и  $\tau = 0,005$  сек.

значений он резко возрастает. Чем меньше  $\alpha$ , тем при большей величине  $T_1$  начинается возрастание  $K_{\text{р.пр}}$ .

Из графиков рис. 7 видно, что в диапазоне изменения  $T_1$  от 0,1 до 1 сек оптимальные значения  $\alpha$  находятся в пределах от 0,1 до 0,3, т. е. примерно в том же диапазоне, что и при активно-индуктивной или дуговой нагрузке.

Выведенные теоретические зависимости предельных коэффициентов усиления системы регулирования от параметров регулятора и нагрузки подверглись экспериментальной проверке на установке электрокрекинга метана.

Методика проведения экспериментов заключалась в следующем. Устанавливались определенные значения постоянных времени регулятора  $T_1$  и  $\alpha T_1$ . При неизменной силе тока дуги путем изменения сопротивления преобразовательного элемента  $R_{\text{пз}}$  устанавливались такие значения коэффициента усиления регулятора тока  $K_p$ , при которых система выходила из устойчивого состояния. Постоянство тока нагрузки при изменении  $R_{\text{пз}}$  обеспечивалось соответствующим изменением эталонного напряжения регулятора тока.

Методика определения предельных коэффициентов усиления при активно-индуктивной нагрузке была аналогичной. Эксперименты показали, что при увеличении  $K_p$  до величины, соответствующей максимальному предельному коэффициенту усиления, в системе начинались значительные автоколебания, которые, если их не погасить, приводили к большим толчкам тока и погасанию дуги.

В условиях опытов на установке электрокрекинга метана определение точных значений минимальных коэффициентов усиления регулятора затруднительно, так как уже при значениях  $K_p$ , на 30—40% меньших  $K_{p,\text{макс}}$ , наблюдается заметное визуально по приборам ухудшение устойчивости, приводящее при дальнейшем снижении  $K_p$  к погасанию дуги. Поэтому в качестве минимальных значений  $K_{p,\text{мин}}$  принимались такие значения  $K_p$ , при которых наблюдались визуально значительные колебания тока нагрузки, не приводившие еще в условиях опыта к быстрому погасанию дуги.

В таблице приведены результаты определения предельных коэффициентов усиления в некоторых характерных режимах работы установки. Здесь же для сравнения приведены расчетные значения предельных коэффициентов усиления, полученные с помощью метода логарифмических частотных характеристик.

Сравнение экспериментальных и расчетных данных показывает, что рассмотренная в статье методика расчета позволяет правильно оценить величину максимальных предельных коэффициентов усиления при работе выпрямителя на активно-индуктивную и электродуговую нагрузку. Имеющиеся расхождения могут быть объяснены недостаточно точным определением параметров системы регулирования. В то же время опытные значения минимальных коэффициентов усиления оказываются более чем на 10 дБ выше расчетных. Таким образом, фактическая зона устойчивой работы системы регулирования при дуговой нагрузке оказывается значительно уже, чем получаемая путем расчета. Это расхождение может быть объяснено тем, что при расчете устойчивости «в малом» не принимается во внимание нелинейность характеристик регулятора и объекта, роль которых при наличии возмущений режима по регулируемому параметру возрастает с уменьшением коэффициента усиления регулятора.

#### Литература

1. Основы автоматического регулирования, Под редакцией В. В. Соловьевника, Машгиз, 1954.
2. Фельдбаум А. А., Электрические системы автоматического регулирования, Оборонгиз, 1954.
3. Шаталов А. С., Структурные методы в теории управления и электроавтоматике, Госэнергоиздат, 1962.
4. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1960.
5. Суетин Т. А., Хомский И. Г. и Яковлев А. Н., Выпрямитель для питания электрической дуги, «Электропромышленность и приборостроение», 1960, № 17.
6. Булгаков А. А., Основы динамики управляемых вентильных систем, Изд. АН СССР, 1963.
7. Шипилло В. П., Сирюса В. Б. и Булгаков О. Г., Электромагнитные процессы в быстroredействующем реверсивном ионном преобразователе, Госэнергоиздат, 1963.
8. Травин Л. В., Хомский И. Г., Михеев Ф. Н. и Школина И. И., Исследование устойчивости работы системы автоматического регулирования выпрямителя при активно-индуктивной и дуговой нагрузке, Сборник трудов ВЭИ, вып. 75, 1966.

# Силовые кремниевые вентили в рельсовых сетях

Л. Б. КРОТОВ и С. Б. ЮДИЦКИЙ

Москва

Силовые кремниевые выпрямительные установки широко внедряются в устройствах электрической тяги и все более вытесняют ионные преобразователи.

Однако до последнего времени использованию силовых полупроводниковых вентилей для решения задач совершенствования устройств тяговых электросетей уделяется еще мало внимания. К числу таких задач можно отнести создание устройств для снижения потенциалов рельсов относительно земли и уменьшения буждающих токов, ответвляющихся с рельсов в землю и окружающие подземные металлические сооружения.

В связи с ростом протяженности электрифицированных транспортных магистралей предотвращение вредных воздействий буждающих токов становится важной проблемой. Требуется ускорить разработку и внедрение мероприятий, хотя бы частично решающих указанную задачу.

Известны предложения о применении в рельсовых сетях вольтодобавочных устройств [Л. 1], регулируемых выпрямительных установок (путевых источников тока) для снижения буждающих токов и потенциалов рельсов [Л. 2].

Кроме того, существуют схемы рельсовых сетей, в участки которых включаются группы силовых полупроводниковых вентилей [Л. 3]. Некоторые вопросы испытания и работы таких схем рассмотрены ниже. Схема, показанная на рис. 1 для участка рельсовой стали в зоне между подстанциями, применима в тех местах, где особенно опасны коррозионные воздействия буждающих токов. Такими участками могут быть эстакады, мосты и т. п.

Изолирующие стыки 3 главных путей 2 на участке 1 между отсасывающими пунктами тяговых подстанций А и Б шунтируются обходными цепочками с группами параллельно включенных силовых полупроводниковых (например, кремниевых) вентилей 4А и 4Б, пропускающих тяговый ток только в направлении от рассматриваемого участка 1 к отсасывающим пунктам тяговых подстанций А и Б.

Межпутевые перемычки 5 выравнивают распределение тока, идущего от участка 1 к тяговым подстанциям через группы вентилей. Обходные перемычки 6 пропускают тяговый ток от нагрузки к тяговым подстанциям А и Б, минуя участок 1.

Ток в рельсах на выделенном вентилями участке может проходить от этого участка к подстанциям в том случае, когда между вентилями находится нагрузка (поезд).

Оценим возможности этой схемы для уменьшения средней величины потенциала рельсов относительно земли, а следовательно, и среднего значения тока утечки в землю на рассматриваемом участке с параллельным графиком движения поездов.

Интервал попутного следования между поездами

$$\tau = \frac{3600}{n} \text{ [сек]},$$

где  $n$  — число пар поездов для рассматриваемого графика движения.

Пусть время нахождения поезда на рассматриваемом участке по обоим путям одинаково и равно  $t_n$ , а время, в течение которого отсутствуют поезда на данном участке, также одинаково и равно  $t_0$ :

$$\tau = t_n + t_0.$$

Приближенно принимаем, что средняя величина потенциала рельсов в том месте, где данный участок примыкает к рельсам остальной части рассматриваемой зоны

$$\varphi_c = \frac{1}{\tau} \left[ \int_0^{t_0} \varphi_1(t) dt + \int_{t_0}^{\tau} \varphi_2(t) dt \right].$$

Тогда средняя величина потенциала рельсов выделенного участка

$$\varphi_y = \frac{1}{\tau} \left[ k \int_0^{t_0} \varphi_1(t) dt + \int_{t_0}^{\tau} \varphi_2(t) dt \right].$$

Первое слагаемое является составляющей средней величины потенциала от потенциалов, создаваемых на тех участках, которые не рассматриваются.

Очевидно, что коэффициент  $k$  можно приблизенно определить так:

$$k = \frac{\frac{r_n}{l_y}}{\frac{r_n}{l_y} + \frac{R_0}{N}}, \quad (1)$$

где  $r_n$  — переходное сопротивление рельсов одного пути данного участка,  $\text{ом} \cdot \text{км}$ ;

$l_y$  — длина участка,  $\text{км}$ ;

$R_0$  — обратное сопротивление вентиля,  $\text{ом}$ ;

$N$  — общее количество вентилей на выделенном участке.

Таким образом, чем больше обратное сопротивление вентилей, чем меньше нагрузка, определяющая их количество, чем длиннее выделенный участок и чем меньше переходное сопротивление рельсов, тем меньше коэффициент  $k$ .

Если рассматривать участок с большой интенсивностью движения поездов (например, в условиях метрополитена) и принять, что средние величины потенциала рельсов трассы у границ выделенного участка существенно не отличаются друг от друга независимо от того, находится на участке поезд или нет, то можно записать:

$$\begin{aligned} \frac{\varphi_c}{\varphi_y} &= \frac{\frac{1}{\tau} [t_0 \varphi_1 + t_n \varphi_c]}{\frac{1}{\tau} [k t_0 \varphi_1 + t_n \varphi_c]} \\ &= \frac{\varphi_c}{\varphi_y} = \frac{\tau}{k t_0 + t_n}. \end{aligned} \quad (2)$$

Испытания проводились при  $k = 0,15$ ;  $t_n = 0,55\tau$ ;  $t_0 = 0,45\tau$ .

Соотношение измеренных потенциалов:

$$\frac{\varphi_c}{\varphi_y} = \frac{31,7}{20,1} \approx 1,56.$$

Расчетная величина по формуле (2):

$$\frac{\varphi_c}{\varphi_y} = \frac{1}{0,55 + 0,15 \cdot 0,45} = 1,6,$$

т. е. достаточно близка к результатам опыта.

Если интервал среднесуточного движения  $\tau = 150 \div 180$  сек, время нахождения поезда на выделенном участке — 50—60 сек и в то же время рельсы, переходное сопротивление которых лежит в пределах 0,5—1,5 ом·км, не имеют специальной дополнительной изоляции, то среднесуточный положительный потенциал рельсов на таком участке уменьшится в 1,5—3 раза.

Вентили ВК-200 с шестирибберными охладителями (без принудительного охлаждения воздухом) работают уже 1,5—2 года при циклическом характере нагрузки и незначительных обратных напряжениях в различных элементах рельсовых сетей.

Изменение величины тяговой нагрузки во времени  $i = f(t)$  — особенность, присущая всем видам подстанций и сетей электрифицированного транспорта. Методы определения средней, эффективной и максимальной величин тока для различных элементов тяговых сетей и выпрямительных агрегатов разработаны как для расчетно-проектных, так и для экспериментально-эксплуатационных целей.

Следует остановиться на некоторых положениях этих методов.

Средняя  $I_{cp}$  и эффективная  $I_{ef}$  величины тока за период времени  $\tau$  определяются из следующих выражений:

$$I_{cp} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau i(t) dt;$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau i^2(t) dt};$$

здесь  $i(t)$  и  $i^2(t)$  в общем случае являются дискретными зависимостями тока от времени за период  $\tau$ . Эти зависимости приведены на рис. 2.

Определим коэффициент эффективности (коэффициент формы кривой):

$$k_{ef} = \sqrt{\frac{\int_0^\tau i^2(t) dt}{\int_0^\tau i(t) dt}}. \quad (3)$$

Для краткости остановимся только на случае организации движения однотипных поездов по параллельному графику движения, что дает нам право ограничить величину расчетного рассматриваемого периода до  $\tau = \frac{3600}{n}$ , где  $\tau$  — интервал между поездами попутного следования;  $n$  — число поездов (для двухпутного участка — число пар поездов), проходящих за час мимо любого пункта рассматриваемой линии.

В течение суток, а также в отдельные дни, месяцы, сезоны размеры движения могут изменяться, при этом соответственно будут меняться и интер-

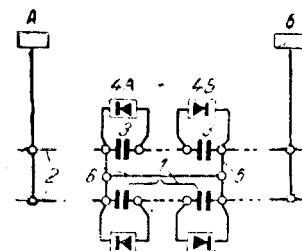


Рис. 1. Схема участка рельсовой сети с группами ВК-200.

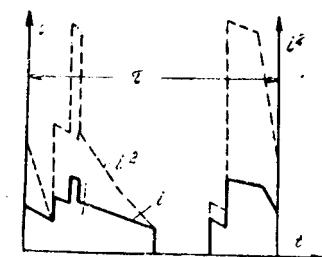


Рис. 2. Графики тягового тока  $i = f(t)$  и  $i^2 = \varphi(t)$ .

сущие нас величины тяговых нагрузок. Для заданного постоянного режима движения поезда, т. е. при условии, когда зависимости тока, потребляемого поездом при следовании по линии, сохраняются неизменными, т. е. при

$$i_{n1} = f_1(t) = C_1;$$

$$i_{n2} = f_2(t) = C_2;$$

$$\dots \dots \dots$$

$$i_{nN} = f_N(t) = C_N$$

соответственно для 1-го, 2-го, ...,  $N$ -го перегонов величина  $\int_0^\tau i(t) dt$  для средней нагрузки элемента сети или подстанции также остается постоянной, не зависящей от изменения интенсивности движения поездов. Следовательно, средние величины тока, проходящего через кремниевый вентиль, включенный в элемент тяговой сети или в агрегат подстанции, при изменении интенсивности движения с  $n_1$  до  $n_2$  пар поездов в час будут изменяться по закону

$$\frac{I_{cp1}}{I_{cp2}} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\tau_2}{\tau_1}. \quad (4)$$

При тех же условиях для эффективных значений тока:

$$\frac{I_{ef1}}{I_{ef2}} = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_1} i_1^2(t) dt}{\int_0^{\tau_2} i_2^2(t) dt}}.$$

В общем случае  $\int_0^{\tau_1} i_1^2(t) dt \neq \int_0^{\tau_2} i_2^2(t) dt$ , так как при различных  $\tau$ , для одних и тех же моментов времени возможны разные значения  $i$ .

Используя для приведенного отношения выражение (3), получим:

$$\frac{I_{ef}}{I_{ef2}} = \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot \frac{k_{ef1}}{k_{ef2}}. \quad (5)$$

Таким образом, при известных значениях  $\tau$  и  $k$  определение среднего и эффективного значений нагрузки элементов системы электроснабжения поездов не вызывает особых затруднений. При выборе силовых кремниевых вентилей для устройств, работающих в цепях с тяговой нагрузкой, необходимо учитывать не только значения  $I_{cp}$  и  $I_{ef}$ , но и некоторые другие параметры, характеризующие тяговую нагрузку, а также тепловые процессы в вентилях. Проанализируем эти тепловые процессы.

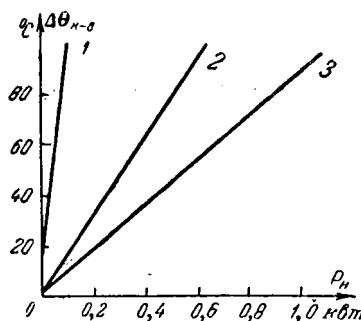


Рис. 3. Зависимость  $\Delta\theta_{k-c} = f(P_n)$  для ВК-200 при  $v = 0$  м/сек.

1 —  $t_n = \tau$ ; 2 —  $t_n = 10$  сек; 3 —  $t_n = 5$  сек.

для установления максимальных величин, периодически повторяющихся тяговых нагрузок в течение длительного времени, применяются методы, использующие данные о внутренних и внешних тепловых сопротивлениях силовых кремниевых вентиляй [Л. 4—6].

Определим температуру электронно-дырочного перехода:

$$\theta_{pn} = \Delta\theta_{pn-k} + \Delta\theta_{k-c} + \theta_c, \quad (6)$$

$\Delta\theta_{pn-k}$  — перепад температуры между переходом и корпусом вентиля,  $^{\circ}\text{C}$ ;

$\Delta\theta_{k-c}$  — перепад температуры между корпусом и окружающей средой (воздухом),  $^{\circ}\text{C}$ ;

$\theta_c$  — температура воздуха,  $^{\circ}\text{C}$ .

Для установившегося теплового режима

$$\Delta\theta_{pn-k} = P_{cp} R_{\theta k}.$$

Средняя мощность  $P_{cp}$  при нагрузке в виде прямоугольных импульсов тока  $I_n$ , имеющих мощность  $P_n$  и действующих за время  $t_n$  в течение периода  $\tau$ :

$$P_{cp} = \frac{t_n}{\tau} P_n.$$

Мощность, рассеиваемая от корпуса вентиля и охладителя за время  $t_n$  для установившегося теплового режима, связана с величиной  $\Delta\theta_{k-c}$  следующим выражением:

$$\Delta\theta_{k-c} = P_n R_{\theta k}.$$

Мощность, выделяемая в вентиле за время  $t_n$  прохождения тока  $I_n$

$$P_n = \int_0^{t_n} u i dt = U_n I_n,$$

где  $U_n$  — напряжение на вентиле;

$$U_n = U_o + \rho I_n;$$

здесь  $U_o$  — пороговое напряжение вентиля, а  $\rho$  — его дифференциальное сопротивление.

Вводя обозначение  $\alpha = \frac{t_n}{\tau}$  и подставляя в равенство (6) значения приведенных выше величин, получаем после преобразования следующую формулу:

$$I_n = \sqrt{\frac{\theta_{pn} - \theta_c}{\rho(R_{\theta k} + \alpha R_{\theta})} + \left(0,5 \frac{U_o}{\rho}\right)^2} - \left(0,5 \frac{U_o}{\rho}\right). \quad (7)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

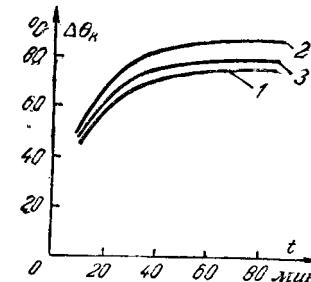


Рис. 4. Зависимость  $\Delta\theta_k = f(t)$  для  $\tau = 90$  сек для ВК-200 при  $v = 0$  м/сек.

1 —  $t_n = \tau$ ,  $I_n = 100$  а; 2 —  $t_n = 10$  сек,  $I_n = 500$  а; 3 —  $t_n = 5$  сек,  $I_n = 700$  а.

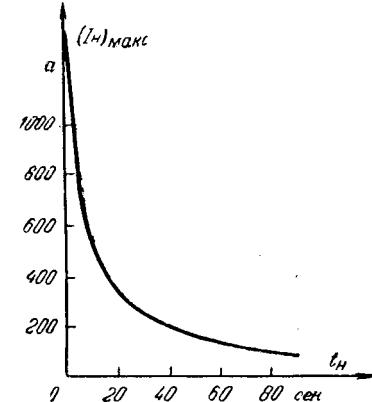


Рис. 5. Зависимость  $(I_n)_{\max} = \varphi(t_n)$  для ВК-200 при  $v = 0$  м/сек,  $\tau = 90$  сек.

Принимая  $(\theta_{pn})_{\max} = 140^{\circ}\text{C}$  и  $\theta_c = 25^{\circ}\text{C}$ , а также используя известные значения  $\rho$ ,  $U_o$ ,  $R_{\theta}$  для вентиля типа ВК-200, получаем следующую упрощенную формулу:

$$(I_n)_{\max} = 10^2 \left[ \sqrt{\frac{60}{\alpha + 3,3R_{\theta k}}} + 46,2 - 6,8 \right]. \quad (8)$$

На рис. 3 приведены графики зависимости  $\Delta\theta_{k-c} = f(P_n)$  для  $\tau = 90$  сек,  $t_n = 5, 10, 90$  сек, полученные из многочисленных экспериментов для большого количества вентиляй ВК-200.

Пользуясь формулой (3), находим для этих значений  $\tau$  и  $t_n$  величины  $(I_n)_{\max}$  соответственно: 700, 500 и 100 а. На рис. 4 показаны экспериментально полученные графики нагрева  $\Delta\theta_k = f(t)$  для этих же режимов работы при значениях  $(I_n)_{\max}$ . Следовательно, приведенные нагрузки для рассмотренных режимов работы можно считать максимально допустимыми величинами, обеспечивающими тепловую устойчивость вентиляй.

По экспериментальным данным в рассмотренных импульсных режимах работы для ВК-200 без принудительного воздушного охлаждения зависимость  $R_{\theta k} = f(\alpha)$  выражается так:

$$R_{\theta k} = 0,04 + \alpha. \quad (9)$$

Подставляя значение  $R_{\theta k}$  в выражение (8), получим:

$$(I_n)_{\max} = 10^2 \left[ \sqrt{\frac{14}{\alpha + 0,03}} + 46,2 - 6,8 \right]. \quad (10)$$

На рис. 5 приведена зависимость  $(I_n)_{\max} = \varphi(t_n)$  для случая, когда вентили ВК-200 нагружены импульсами постоянного тока, обратное напряжение на вентиile  $U_{ob} < U_k$  ( $U_k$  — классификационное напряжение); продолжительность нагрузки  $t_n \leq \tau \leq 90$  сек.

**Выводы.** 1. Вентили ВК-200 могут надежно работать в рельсовых сетях постоянного тока электрифицированного рельсового транспорта.

# Анализ основных соотношений и характеристик импульсных стабилизаторов постоянного напряжения

Инж. Ф. И. АЛЕКСАНДРОВ

Центральный научно-исследовательский институт связи  
Ленинградский филиал

В последнее время все большее внимание уделяется импульсным методам регулирования в полупроводниковых стабилизаторах постоянного напряжения. Импульсные стабилизаторы отличаются от устройств с непрерывным регулированием более высоким к. п. д., значительной выходной мощностью, повышенной надежностью и, кроме того, способны работать при более широких пределах изменения входного напряжения [Л. 1—7].

Применение импульсных стабилизаторов для питания полупроводниковых устройств с большим потреблением тока, например электронных вычислительных машин, электронных АТС и т. д., имеет значительный технический и экономический эффект. Однако на пути практического использования импульсных стабилизаторов в источниках питания имеются еще значительные трудности. Процессы в импульсных стабилизаторах гораздо сложнее и менее исследованы, чем в стабилизаторах с непрерывным регулированием. Из-за отсутствия теоретических работ, посвященных анализу и разработке принципов расчета, до сих пор не выявлены все возможности импульсных стабилизаторов, тем более в сравнении со стабилизаторами, использующими непрерывный режим регулирования.

Одна из главных задач исследования импульсных стабилизаторов постоянного напряжения состоит в том, чтобы выяснить влияние параметров стабилизаторов на их статические и динамические характеристики. Это позволит определить оптимальные соотношения параметров в любых конкретных условиях работы стабилизатора.

Настоящая статья является попыткой решить указанную задачу для тех случаев, когда к переходным характеристикам стабилизатора напряжения не предъявляется особых требований.

Схема импульсного стабилизатора в общем виде приведена на рис. 1,а. Регулирующий элемент схемы — прерыватель *ПР* чаще всего выполняется на транзисторах, а иногда — на кремниевых управляемых вентилях [Л. 6]. Прерыватель *ПР* управляет модулятором длительности импульсов

(*МДИ*) с самовозбуждающимся автогенератором. Часто модулятор длительности имеет элементы усиления и формирования прямоугольных импульсов. Регулирование относительной длительности импульсов модулятора осуществляется за счет выходного сигнала с усилителя отрицательной обратной связи *УОС*, на вход которого подается сигнал согласования с выхода стабилизатора.

Обратная связь с выхода стабилизатора может быть непрерывной (по среднему значению выходного напряжения) и импульсной (по заданным максимальному и минимальному значениям выходного напряжения). Последняя применяется гораздо реже [Л. 1 и 4]. Демодулятор стабилизатора состоит из трех элементов: дросселя *Др*, вентиля *В* и конденсатора *C*.

Предположим, что прерыватель замыкает и размыкает цепь с частотой *f* и относительностью включения  $\gamma$ . В течение времени замкнутого состояния ток от внешнего источника поступает в обмотку 1—3 дросселя через параллельную *RC*-цепочку. Вентиль *В* заперт. Затем прерыватель размыкается, и за счет э. д. с. обмотки 1—2 дросселя создается ток через вентиль *В*, питающий нагрузку. Напряжение на выходе стабилизатора *U<sub>п</sub>* постоянное и тем больше, чем больше величина  $\gamma$ . Если напряжение *U<sub>п</sub>* по какой-либо причине становится больше, то  $\gamma$  модулятора уменьшается, что приводит к стабилизации *U<sub>п</sub>*. То же самое происходит и при уменьшении *U<sub>п</sub>*.

Для анализа работы стабилизатора примем следующие основные допущения.

Прерыватель и вентиль являются идеальными элементами, т. е. имеют или нулевое, или бесконечное сопротивление.

Дроссель и конденсатор являются идеальными линейными элементами, не имеющими потерь, и обладают соответственно только индуктивностью и емкостью.

Эффективное и амплитудное значение напряжения пульсации значительно меньше постоянной составляющей выходного напряжения, а эффектив-

2. При циклической нагрузке величина допустимого тока вентиля определяется по характеристике (*I<sub>п</sub>*)<sub>макс</sub> =  $\phi(t_{\text{п}})$  в зависимости от продолжительности времени нагрузки *t<sub>п</sub>* и периода цикла  $\tau$ .

## Литература

1. Кротов Л. Б., Специальные схемы в рельсовой сети для уменьшения блуждающих токов, «Вестник ВНИИЖТ», 1958, № 5.

2. Марквардт К. Г., Устройство для снижения потенциала ходовых рельсов и уменьшения блуждающих токов на электрифицированных железных дорогах постоянного тока, Авторское свидетельство СССР № 119196 от 2/XI 1957.

2. Кротов Л. Б. и Орешкин В. В., Устройство для ограничения блуждающих токов в участке рельсовой сети, Авторское свидетельство СССР № 163646 от 24/XI 1962.

4. Ефремов И. С., Загайнов Н. А., Никольский И. К. и Чирвинский В. М., Термическое сопротивление силовых кремниевых вентиляй, «Электричество», 1965, № 2.

5. Klopberg M., Die Konngressen der Kristallgleichrichter und ihre Messung. «Elektric», 1962, № 5.

6. Frey F., Sperrsichttemperaturen von Halbleiterbauelementen bei Impulsbetrieb «Nachrichten. Z.», 1962, № 9.

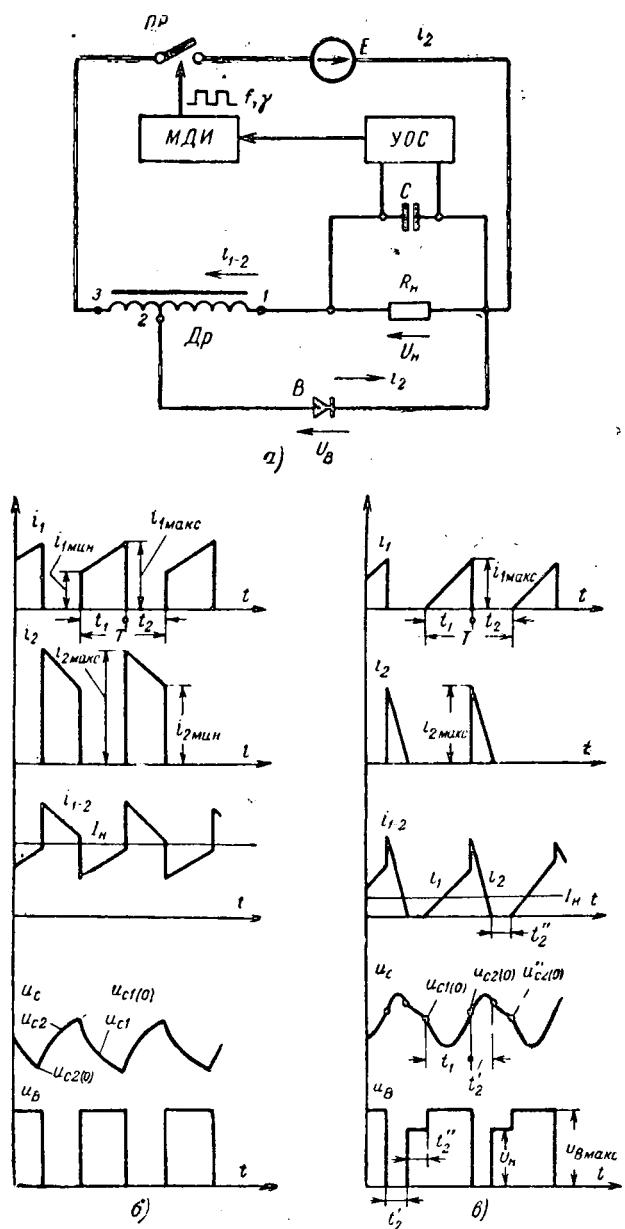


Рис. 1. Схема импульсного стабилизатора и зависимости напряжений и токов от времени для режимов 1 и 2.

а — схема стабилизатора; б — режим 1; в — режим 2.

ное значение и постоянная составляющая выходного напряжения принимаются равными.

Собственная частота контура  $LC$  существенно меньше частоты коммутации прерывателя, причем на частоте последнего

$$x_{L_1} \gg x_C;$$

$$x_C \ll R_n.$$

Питание стабилизатора осуществляется от источника напряжения  $E$ .

В работе схемы можно выделить два этапа, соответствующие двум возможным положениям прерывателя. При этом следует учитывать, что в момент переключения напряжение на конденсаторе

и суммарные ампер-витки дросселя не могут изменяться мгновенно.

Для интервалов времени, соответствующих замкнутому состоянию прерывателя, можно записать уравнение

$$E - U_n = L_{1-3} \frac{di_1}{dt}, \quad (1)$$

а для интервалов, соответствующих его разомкнутому состоянию,

$$U_n = -L_{1-2} \frac{di_2}{dt}, \quad (2)$$

где  $L_{1-3}$  — индуктивность обмотки 1-3 дросселя;

$L_{1-2}$  — индуктивность обмотки 1-2 дросселя;

$U_n$  — постоянное напряжение на нагрузке;

$i_2$  — ток через вентиль  $B$ .

Могут быть два варианта частных решений уравнений (1) и (2), которые соответствуют двум режимам работы стабилизатора.

**Режим 1.** Энергия, накопленная в дросселе к моменту отключения прерывателя, достаточна, чтобы подпитывать нагрузку в течение всей второй части периода. Общие ампер-витки дросселя не бывают равными нулю, вентиль  $B$  проводит в течение всей второй части периода.

На рис. 1, б приведены зависимости напряжений и токов от времени для режима 1. Кривые напряжения получены путем интегрирования кривой тока конденсатора, равного разности тока  $i_{1-2}$  в обмотке 1-2 дросселя и тока в нагрузке  $I_n$ .

На интервале  $t_1$ :

$$i_1 = i_{1\min} + \frac{E - U_n}{L_{1-3}} t; \quad i_2 = 0; \quad (3a)$$

$$u_{c1} = \frac{1}{C} \left[ (i_{1\min} - I_n) t + \frac{E - U_n}{2L_{1-3}} t^2 \right] + u_{c1(0)}. \quad (3b)$$

На интервале  $t_2$ :

$$i_2 = i_{2\max} - \frac{U_n}{L_{1-2}} t; \quad i_1 = 0; \quad (4a)$$

$$u_{c2} = \frac{1}{C} \left[ (i_{2\max} - I_n) t - \frac{U_n}{2L_{1-2}} t^2 \right] + u_{c2(0)}. \quad (4b)$$

Индексом (0) обозначены начальные значения напряжения на конденсаторе  $u_c$  для каждого интервала времени. Токи в начале и конце временных интервалов всегда связаны соотношениями:

$$i_{1\max} \omega_{1-3} = i_{2\max} \omega_{1-2}; \quad (5a)$$

$$i_{1\min} \omega_{1-3} = i_{2\min} \omega_{1-2}, \quad (5b)$$

где  $\omega$  — число витков соответствующей обмотки.

**Режим 2.** Энергия, накопленная в дросселе к моменту отключения прерывателя, недостаточна, чтобы поддерживать ток в дросселе в течение всей второй части периода. Этот режим работы характеризуется прекращением тока в обмотке 1-2 и запиранием вентиля раньше, чем произойдет включение прерывателя. В интервале  $t''_2$  вентиль  $B$  не проводит и уравнение (2) не действительно.

Для режима 2 справедливы уравнения:

В интервале  $t_1$

$$i_1 = \frac{E - U_h}{L_{1-3}} t; i_2 = 0; \quad (6a)$$

$$u_{c1} = \frac{E - U_h}{2L_{1-3}C} t^2 - \frac{I_h t}{C} + u_{c1(0)}. \quad (6b)$$

В интервале  $t'_2$ , где ток  $i_2$  не равен нулю,

$$i_2 = i_{2\max} - \frac{U_h}{L_{1-2}} t; i_1 = 0; \quad (7a)$$

$$u_{c2} = \frac{1}{C} \left[ (i_{2\max} - I_h) t - \frac{U_h}{2L_{1-2}} t^2 \right] + u'_{c2(0)}. \quad (7b)$$

В интервале  $t''_2$ , когда ток в обмотке 1-2 дросселя прекращается,

$$i_2 = 0; i_1 = 0; \quad (8a)$$

$$u_{c2} = u''_{c2(0)} e^{-\frac{t}{R_h C}}. \quad (8b)$$

Конечные и начальные значения токов временных интервалов  $t_1$  и  $t_2$  связаны соотношениями (5a) и (5b). Кривые напряжений и токов для режима 2 показаны на рис. 1,в.

Схема замещения силовой цепи стабилизатора напряжения может быть легко построена, если ток  $i_2$  привести к обмотке 1-3 дросселя, а индуктивность обмотки 1-2 выразить через индуктивность обмотки 1-3, т. е.

$$i'_2 = i_2 \frac{w_{1-2}}{w_{1-3}}; \quad (9a)$$

$$L_{1-2} = L_{1-3} \left( \frac{w_{1-2}}{w_{1-3}} \right)^2. \quad (9b)$$

Тогда уравнение (2) можно представить в виде

$$U_h = -L_{1-3} \frac{w_{1-2}}{w_{1-3}} \frac{di'_2}{dt}$$

или

$$U_h = -L_{1-3} \frac{di'_2}{dt} + U_h \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right). \quad (10)$$

Если  $i'_2 = 0$ , то в интервале  $t''_2$  уравнение (10) недействительно. Так как к вентилю приложено обратное напряжение, равное  $U_h$ , в этом случае можно записать:

$$U_h = U_v. \quad (11)$$

На рис. 2 показаны схема замещения, соответствующая уравнениям (1), (10) и (11), и форма э. д. с., действующих в ней в режиме 1 и в режиме 2.

Импульсные э. д. с.  $E_1(t)$  и  $E_2(t)$  в зависимости от соотношения витков в обмотках 1-2 и 1-3 дросселя могут быть направлены согласно или встречными, а э. д. с.  $E_3(t)$ , которая появляется только в режиме 2, всегда согласно направлена с э. д. с.  $E_1(t)$ .

Вольт-амперные характеристики силовой цепи стабилизатора могут быть получены из его схемы замещения.

Суммарную э. д. с., действующую в цепи нагрузки и  $LC$ -фильтра, можно представить как сумму членов тригонометрического ряда

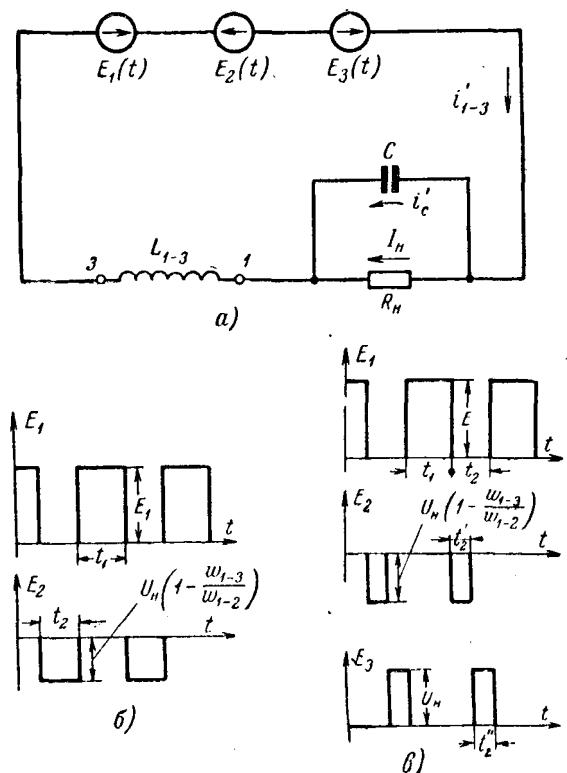


Рис. 2. Схема замещения и форма э. д. с. в режимах 1 и 2.

а — схема замещения; б — режим 1; в — режим 2.

В режиме 1:

$$E_1(t) + E_2(t) = \gamma E + (1 - \gamma) \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) U_h + \frac{2}{\pi} \sum_1^n \frac{1}{n} \left[ E + (-1)^n \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) U_h \right] \times \times (\sin n \gamma \pi \cos n \omega t), \quad (12)$$

где  $\gamma = \frac{t_1}{T}$ .

Постоянная составляющая ряда равна постоянному напряжению на нагрузке, т. е.

$$U_h = \gamma E + (1 - \gamma) \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) U_h.$$

Отсюда получим уравнение вольт-амперной характеристики в режиме 1:

$$U_h = \frac{\gamma E}{\gamma \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) + \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что в режиме 1: выходное напряжение силовой цепи стабилизатора без обратной связи не зависит от тока нагрузки;

регулирование напряжения возможно за счет изменения отношения числа витков обмоток дросселя; регулировочные характеристики в общем случае нелинейны (рис. 3);

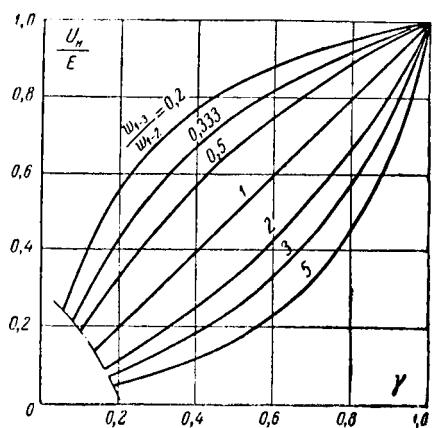


Рис. 3. Регулировочные характеристики при различных отношениях  $\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}$ .

постоянная составляющая суммы э. д. с. в *режиме 2* равна:

$$U_n = \gamma E + U_n \left(1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}\right) \frac{t_2'}{T} + U_n \frac{t_2 - t_2'}{T}.$$

Отсюда, выразив

$$\frac{t_2}{T} = \frac{T - t_1}{T} = 1 - \gamma,$$

получим:

$$\gamma(E - U_n) = U_n \frac{t_2' w_{1-3}}{T w_{1-2}}. \quad (14)$$

В то же время постоянный ток в нагрузке  $I_n$  равен среднему значению тока за период в обмотке 1-2, т. е.

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_1 + t_2'} i_{1-2} dt,$$

где  $t_2'$  — меняется в зависимости от  $I_n$ . Интегрируя ток  $i_{1-2}$  (рис. 1, б), получаем уравнение:

$$I_n = \frac{E - U_n}{2L_{1-3}T} t_1^2 + \frac{E - U_n}{2L_{1-3}T} t_1 t_2' \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}. \quad (15)$$

Решая совместно (14) и (15), получаем уравнение вольт-амперной характеристики в *режиме 2*:

$$U_n = \frac{\gamma^2 E^2}{\gamma^2 E + 2L_{1-3} f I_n}, \quad (16)$$

где  $f$  — частота коммутации прерывателя, гц.

Из выражения (16) следует, что в *режиме 2*: выходное напряжение  $U_n$  силовой цепи стабилизатора с разомкнутой обратной связью увеличивается при уменьшении тока нагрузки;

возможно регулирование напряжения  $U_n$  изменением частоты прерывателя  $f$ ;

выходное напряжение  $U_n$  не зависит от отношения витков обмоток дросселя.

Семейство вольт-амперных характеристик силовой цепи стабилизатора представлено на рис. 4. Решая совместно уравнения (13) и (16), получаем

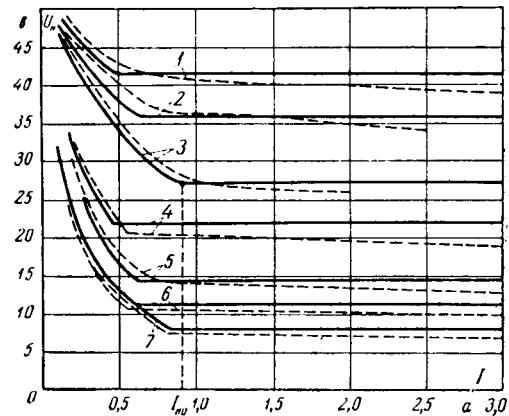


Рис. 4. Семейство вольт-амперных характеристик силовой цепи стабилизатора ( $E = 50$  в;  $C = 5000 \text{ мкФ}$ ).

$1 - \gamma = 0,66; f = 1000 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 0,4; L_{1-3} = 5 \text{ мгн};$

$2 - \gamma = 0,5; f = 860 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 0,4; L_{1-3} = 5 \text{ мгн};$

$3 - \gamma = 0,32; f = 500 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 0,4; L_{1-3} = 5 \text{ мгн};$

$4 - \gamma = 0,66; f = 1025 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 2,5; L_{1-3} = 30 \text{ мгн};$

$5 - \gamma = 0,5; f = 860 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 2,5; L_{1-3} = 30 \text{ мгн};$

$6 - \gamma = 0,32; f = 540 \text{ гц}; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 1,66; L_{1-3} = 30 \text{ мгн};$

— расчет; — — — опыт.

соотношение параметров, при котором имеет место *режим 1*:

$$2I_n w_{1-2} f L_{1-3} \geq E \gamma (1 - \gamma) w_{1-3}. \quad (17)$$

Если это неравенство не выполняется, то стабилизатор работает в *режиме 2*.

Следует отметить, что в *режиме 2* для стабилизации напряжения при изменениях  $E$  и  $I_n$  требуется более широкие пределы изменения  $\gamma$ , чем в *режиме 1*. Поэтому, с одной стороны, для работы в *режиме 2* необходимы более сложные модуляторы длительности с широкими пределами регулирования  $\gamma$  и, с другой стороны, для получения такой же стабильности  $U_n$ , как и в *режиме 1*, требуется увеличить коэффициент усиления системы регулирования. Последнее в свою очередь может привести к самовозбуждению импульсного стабилизатора.

Другой недостаток *режима 2* заключается в том, что среднее за время  $t_1$  значение тока  $i_1$  составляет 50% от максимального тока прерывателя  $i_{1\max}$ . В *режиме 1* эта величина может доходить до 100%  $i_{1\max}$ . В случае применения транзисторов в качестве прерывателей с энергетической точки зрения *режим 1* предпочтительнее *режима 2*.

В силу изложенного *режим 1* является более благоприятным для работы стабилизатора. Необходимо так выбирать параметры стабилизатора, что-

бы при номинальном токе нагрузки в нем устанавливался *режим 1*. Хотя при сбое нагрузки в стабилизаторе может установиться *режим 2*, расчет производится по параметрам *режима 1*, при котором имеют место максимальные токи в элементах схемы. Поэтому *режим 2* в дальнейшем подробно не рассматривается.

Максимальный ток в прерывателе можно определить из энергетического баланса вход — выход стабилизатора за период коммутации, т. е.

$$U_n I_n T = \int_0^{t_1} E i_1 dt.$$

Если выразить  $U_n$  по формуле (13), а  $i_1$  по уравнению (3а), легко получить:

$$\begin{aligned} i_{1\max} &= i_{1\min} + \frac{E - U_n}{L_{1-3}} t_1 = \\ &= \frac{I_n}{\gamma \left( 1 - \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} \right) + \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}}} + \frac{E - U_n}{2L_{1-3}} t_1. \end{aligned} \quad (18)$$

Напряжение на прерывателе в закрытом состоянии (см. рис. 1):

$$U_{np} = E + \left( \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} - 1 \right) U_n. \quad (19)$$

Обратное напряжение на вентиле:

$$U_v = U_n + (E - U_n) \frac{\omega_{1-2}}{\omega_{1-3}}. \quad (20)$$

Из выражений (18) и (19) следует:

если  $\omega_{1-3} > \omega_{1-2}$ , то ток на выходе последовательного стабилизатора  $I_n$  может быть больше максимального тока  $i_{1\max}$  в прерывателе; при этом напряжение на прерывателе  $U_{np}$  больше напряжения внешнего источника  $E$ ;

если  $\omega_{1-3} < \omega_{1-2}$ , то выходной ток  $I_n$  меньше  $i_{1\max}$ , а напряжение на прерывателе  $U_{np}$  меньше  $E$ .

В первом случае выбором значения  $E$  можно намного увеличить выходную мощность и к. п. д. стабилизатора при тех же самых элементах схемы<sup>1</sup>.

Во втором случае можно расширить область использования импульсных стабилизаторов, применяя их в цепях постоянного тока с повышенным напряжением, где  $E > U_{np}$ .

Кроме того, выбирая  $\omega_{1-3} < \omega_{1-2}$ , можно использовать несложные модуляторы длительности, в которых обычно диапазон регулирования параметра  $\gamma$  ограничен по верхнему пределу и получать при этом значения  $U_n$ , близкие к минимальному значению входного напряжения  $E$ .

<sup>1</sup> Можно доказать, что стабилизатор имеет максимальную выходную мощность при фиксированном значении  $i_{1\max}$ , если

$$E = \frac{U_n + U_{np,\max}}{2}; \quad \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_{np,\max}}{U_n} \right),$$

где  $U_{np,\max}$  — максимальное напряжение на прерывателе ( $U_{np,\max} < U_{np,\text{доп}}$ ).

Однако чем больше  $\frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}}$  отличается от единицы, тем больше ток в выходной емкости стабилизатора.

Эффективное значение тока конденсатора не может быть больше допустимого для данного типа конденсатора значения ( $I_c \leq I_{c\text{доп}}$ ).

Представляет интерес максимальное значение  $I_c$ , которое имеет место при  $I_n = I_{n\max}$  ( $\omega_{1-3} \neq \omega_{1-2}$ ). Его можно найти из выражения (см. приложение II):

$$I_{c\max} = \frac{\left| \left( \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} - 1 \right) V \sqrt{(1-\gamma)} \right|}{\gamma + (1-\gamma) \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}}}. \quad (21)$$

Напряжение пульсации является весьма важным параметром импульсного стабилизатора. Для большинства устройств задается среднеквадратичное значение  $U_n$ , которое для *режима 1* можно определить из выражения (см. приложение III)

$$\begin{aligned} U_n = & \frac{\sqrt{2} \sin \gamma \pi}{\pi \omega C} \left[ \frac{\left| \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} - 1 \right| I_n}{\gamma + (1-\gamma) \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}}} + \right. \\ & \left. + \frac{E - U_n \left( 1 - \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} \right)}{\omega L_{1-3}} \frac{\omega_{1-3}}{\omega_{1-2}} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

На основании анализа выражения (22) можно сделать вывод: если применяется автотрансформаторная схема подключения дросселя ( $\omega_{1-3} \neq \omega_{1-2}$ ), то напряжение пульсации линейно возрастает с увеличением тока нагрузки стабилизатора; при этом характерно, что увеличение индуктивности не может иметь такого эффекта для уменьшения напряжения пульсации, как в обычном *LC*-фильтре;

если применяется дроссель, у которого  $\omega_{1-3} > \omega_{1-2}$ , то при всех тех же самых параметрах стабилизатора, что и при  $\omega_{1-3} = \omega_{1-2}$ , в первом случае напряжение пульсации всегда больше.

Выражение (22) справедливо для *режима 1*. При уменьшении тока нагрузки  $I_n$  и переходе в область *режима 2* напряжение пульсации всегда меньше, если при этом не меняется частота модулятора длительности.

Семейство кривых, построенных по выражению (22) для разных параметров стабилизатора, представлено на рис. 5.

При проведении эксперимента использовались: в качестве прерывателя два последовательно включенных транзистора П4Б, управляемые от мультивибратора на транзисторах; дроссель ШП-29 из пластины стали Э-42 толщиной 0,35 мм, электролитические конденсаторы марки КЭГ.

Для получения более точных значений  $U_n$  следует пользоваться величиной полного сопротивления конденсатора  $Z$ . Величина  $Z$  для разных типов конденсаторов на разных частотах может быть определена экспериментально.

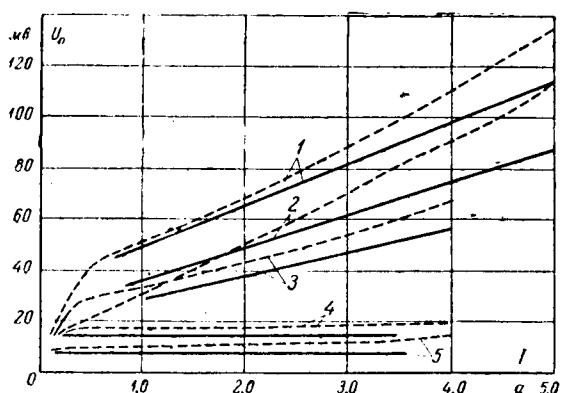


Рис. 5. Семейство кривых, построенных по выражению (22) для разных параметров стабилизатора ( $E = 50$  в;  $L_{1-3} = 30$  мГн;  $C = 5000$  мкФ).

$$1 - \gamma = 0,32; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 2,5; f = 860 \text{ гц}; 2 -$$

$$\gamma = 0,5; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 2,5; f = 860 \text{ гц}; 3 - \gamma = 0,32;$$

$$\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 1,66; f = 510 \text{ гц}; 4 - \gamma = 0,32; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 1;$$

$$f = 540 \text{ гц}; 5 - \gamma = 0,5; \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = 1; f = 860 \text{ гц};$$

— расчет; — опыт.

Результаты анализа могут быть использованы в расчетах импульсных стабилизаторов постоянного напряжения. Пример расчета стабилизатора с непрерывной обратной связью дан в приложении I.

#### Приложение I\*. Пример расчета типового стабилизатора.

Исходные данные:  $U_n = 12,6$  в  $\pm 10\%$ ;  $I_n = 0,5 \div 10$  а;  $U_n \leq 60$  в. Колебания входного напряжения в пределах  $\pm 10\%$  от номинального значения  $E_n$ .

Расчет ведется из условия получения оптимальных к. п. д. и стабильности выходного напряжения.

##### 1. Входное напряжение стабилизатора (оптимальное)

$$E_n = \frac{U_{k.e.\max} + U_n}{2}.$$

Исходя из величины  $I_n$ , выбираем в качестве прерывателя транзистор П210, для которого  $U_{k.e.\text{доп}} = 65$  в.

В схеме с общим эмиттером в состоянии отсечки, если база практически замкнута на эмиттер, справедливо равенство

$$U_{k.e.\max} \approx U_{k.e.\max} + U_{b.e.\max}.$$

Принимаем величину  $U_{b.e.\max} \approx 5$  в, тогда  $U_{k.e.\text{доп}} = 60$  в.

Выбираем коэффициент запаса по величине максимального напряжения на транзисторе  $k_3 = 1,25$ .

Тогда

$$U_{k.e.\max} = \frac{U_{k.e.\text{доп}}}{k_3} = \frac{60}{1,25} = 48 \text{ в};$$

$$E_n = \frac{48 + 12,6}{2} \approx 30 \text{ в.}$$

##### 2. Коэффициент трансформации обмоток дросселя (оптимальный)

$$\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_{k.e.\max}}{U_n} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{48}{12,6} \right) = 2,4.$$

\* Элементы расчета импульсных схем с транзисторами, достаточно полно освещенные в литературе, подробно не рассматриваются.

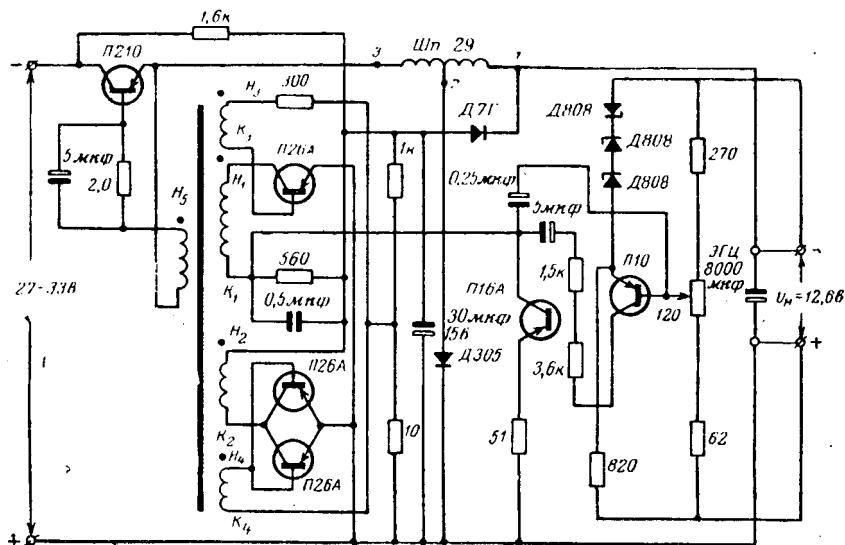


Рис. 6. Принципиальная схема импульсного стабилизатора.

#### 3. Относительная длительность включения прерывателя в режиме 1.

$$\gamma_n = \frac{\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}{\frac{E_n}{U_n} + \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1} = \frac{2,4}{\frac{30}{12,6} + 1,4} = 0,63;$$

$$\gamma_{\max} = \frac{\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}{\frac{E_{\min}}{U_{n,\max}} + \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1} = \frac{2,4}{\frac{27}{13,86} + 1,4} = 0,73;$$

$$\gamma_{\min} = \frac{\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}{\frac{E_{\max}}{U_{n,\min}} + \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1} = \frac{2,4}{\frac{33}{11,34} + 1,4} = 0,56.$$

#### 4. Выбор схемы модулятора длительности и построение принципиальной схемы импульсного стабилизатора (рис. 6).

Исходя из пределов изменения  $U$ , целесообразно выбрать простейшую схему модулятора на базе автогенератора с магнитной связью по двухтактной несимметричной схеме. Регулирование  $U$  осуществляется за счет изменения напряжения на первичной обмотке  $H_1 - K_1$ , не создающей тока на выходе генератора, чем достигается такой же эффект усиления, как и в быстродействующем магнитном усилителе. Принимаем частоту  $f$  равной 1,9 кгц.

Питание всех вспомогательных цепей стабилизатора осуществляется с выхода его для увеличения фактического значения  $I_{n,\min}$ .

В результате расчета согласно [Л. 8] получаем автогенератор с трансформатором на гороидальном сердечнике 79НМ,  $3 \times 25 \times 31$  м.м., толщина ленты 0,05 м.м. Обмоточные данные приведены в таблице.

Наименование обмотки	Число витков	Диаметр провода, м.м.	Наименование обмотки	Число витков	Диаметр провода, м.м.
$H_1 - K_1$	80	0,2	$H_4 - K_4$	90	0,2
$H_2 - K_2$	400	0,38	$H_5 - K_5$	90	0,62
$H_3 - K_3$	25	0,2			

При изменении тока управления от 0 до 20 ма  $\gamma$  меняется от 0,83 до 0,35.

Исходя из параметров модулятора, производят расчет усилителя обратной связи.

#### 5. Индуктивность дросселя.

Представляет интерес величина  $L_{1-3 \text{ мин}}$ , при которой стабилизатор не выходит из режима I для заданных значений  $I_n$ .

$$L_{1-3 \text{ мин}} = \frac{E_n Y_n (1 - \gamma_n) w_{1-3}}{2 I_{n \text{ мин}} f w_{1-2}} = \frac{30 \cdot 0,63 \cdot 0,37 \cdot 2,4}{2 \cdot 0,8 \cdot 1900} = \\ = 0,0055 \text{ гн};$$

$$I_{n \text{ мин}} = 0,05 I_{n \text{ макс}} + I_0 = 0,5 + 0,3 = 0,8 \text{ а},$$

где  $I_n$  — собственное потребление стабилизатора.

Выбираем  $L_{1-3}$  с запасом примерно 8 мГн.

#### 6. Максимальный ток прерывателя (обмотки 1-3 дросселя):

$$I_{n \text{ макс}} = \frac{I_{n \text{ макс}}}{Y_n \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) + \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}} + \frac{(E - U_n) Y_n}{2 L_{1-3} f} = \\ = \frac{10 + 0,3}{0,63 (-1,4) + 2,4} + \frac{17,4 \cdot 0,63}{2 \cdot 0,008 \cdot 1900} = 6,8 + 0,36 = 7,18 \text{ а.}$$

Для  $L_{1-3}=8 \text{ мГн}$ ,  $I_{1-3 \text{ макс}}=7,18 \text{ а}$  и  $\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}=2,4$  имеем по рас-

чету дроссель ШП-29, толщина пакета 43 мм, зазор 1 мм,  $w_{2-3}=44$ ,  $w_{1-2}=32$ , диаметр провода  $d_{2-3}=1,81 \text{ мм}$ ,  $d_{1-2}=2,26 \text{ мм}$ ,  $i w_{\text{др.макс}}=7,18 \cdot 76=550 \text{ а.}$

#### 7. Емкость выходных конденсаторов.

$$C = \frac{\sqrt{2} \sin(\gamma_n \pi) 10^6}{U_{n \text{ доп}} \pi \omega} \left[ \frac{\left| \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1 \right| I_{n \text{ макс}}}{Y_n + (1 - \gamma_n) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}} + \right. \\ \left. + \frac{E - U_n \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) w_{1-3}}{\omega L_{1-3}} \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right] = 6800 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсаторы марки ЭГЦ 1000 мкФ 20 в, для которых при  $f=1900 \text{ Гц}$   $Z \approx 1,25 X_c$  (установлено экспериментально). Поэтому выбираем окончательно  $C_{\text{вых}} \approx 8000 \text{ мкФ.}$

Стабилизатор, рассчитанный по принципиальной схеме рис. 6, показал устойчивую работу в заданных пределах  $E$  и  $I_n$  при стабильности  $U_n$  не хуже  $\pm 0,5\%$ ; при  $E=30 \text{ в}$ ,  $I_n=10 \text{ а}$ ,  $\eta=88\%$ ,  $U_n=56 \text{ мв.}$

Для сравнения приведем данные рассчитанного на такие же выходные параметры компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием; к. п. д. такого стабилизатора равен 55–60%; в силовой цепи содержится четыре транзистора типа П210, включенных параллельно; мощность, рассеиваемая на каждом из этих транзисторов при номинальной э. д. с., составляет 15–16 вт, т. е. в 2 раза больше, чем в силовом транзисторе импульсного стабилизатора по схеме рис. 6.

В отличие от стабилизаторов с непрерывным регулированием в импульсных стабилизаторах с LC-фильтром потери мощности практически не зависят от изменения величины входного напряжения, а стабильность выходного напряжения достигается гораздо легче благодаря тому, что относительно медленные изменения тока нагрузки не вызывают существенного изменения (режим I) регулирующего параметра  $\gamma$ .

#### Приложение II. Среднеквадратичный ток конденсатора

$$I_c = \sqrt{\frac{1}{T} \left( \int_0^{t_1} i_{c1}^2 dt + \int_0^{t_2} i_{c2}^2 dt \right)}.$$

В частном случае, когда  $w_{1-3}=w_{1-2}$ , ток  $I_c$  в режиме I:

$$I_c = \frac{1}{2L_{1-3}} \sqrt{\frac{(E - U_n)^2 t_1^3 + U_n^2 t_2^3}{3T}}.$$

Если  $w_{1-3} \neq w_{1-2}$ , то при максимальном  $I_n$  в режиме I можно условно принять ток через конденсатор в каждом из временных интервалов  $t_1$  и  $t_2$  постоянным и равным среднему значению тока  $i_c$  за соответствующий интервал, т. е.

$$\int_0^{t_1} i_{c1}^2 dt \approx \int_0^{t_1} \left( \frac{i_{1 \text{ макс}} + i_{1 \text{ мин}}}{2} - I_n \right)^2 dt;$$

$$\int_0^{t_2} i_{c2}^2 dt \approx \int_0^{t_2} \left( \frac{i_{2 \text{ макс}} + i_{2 \text{ мин}}}{2} - I_n \right)^2 dt.$$

Используя выражения (5) и (18) можно получить:

$$I_{c \text{ макс}} = \frac{I_{n \text{ макс}} \left| \left( \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1 \right) \sqrt{t_1 t_2} \right|}{t_1 + t_2 \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}$$

или

$$I_{c \text{ макс}} = \frac{I_{n \text{ макс}} \left| \left( \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1 \right) \sqrt{\gamma (1 - \gamma)} \right|}{\gamma + (1 - \gamma) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}.$$

**Приложение III.** Напряжение пульсации  $U_n$  можно выразить через первую гармонику тока конденсатора  $I_{c(1)}$ :

$$U_n = I_{c(1)} X_c.$$

Используя принцип суперпозиции для линейных электрических цепей, можно записать для первых гармоник напряжений и токов: для схемы на рис. 1,а

$$I_{c(1)} = I_{2(1)} - I_{1(1)};$$

при переходе к схеме замещения для режима I на рис. 2,а и б

$$I_{2(1)} = I'_{2(1)} \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}};$$

$$I'_{c(1)} = I'_{2(1)} - I_{1(1)};$$

$$I'_{c(1)} = \frac{E_{1(1)} + E_{2(1)}}{X_L - X_c}.$$

Исключая приведенные величины, получаем:

$$U_n = \frac{I_{1(1)}}{\omega C} \left| \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1 \right| + \frac{E_{1(1)} + E_{2(1)}}{\omega^2 L C - 1} \cdot \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}},$$

где

$$E_{1(1)} + E_{2(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[ E - \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right) U_n \right] \sin \gamma \pi.$$

Первая гармоника входного тока  $I_{1(1)}$  определяется при разложении  $i_1$  (рис. 1,б) в тригонометрический ряд:

$$i_{1(1)} = a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t,$$

где  $a_1$  и  $b_1$  — коэффициенты ряда.

$$a_1 = (i_{1 \text{ макс}} + i_{1 \text{ мин}}) \frac{\sin \gamma \pi}{\pi};$$

$$b_1 = \frac{(E - U_n) t_1}{L_{1-3} Y \pi} \left( \frac{\sin \gamma \pi}{\pi} - \gamma \cos \gamma \pi \right).$$

Из уравнения (18) следует

$$i_{1 \text{ макс}} + i_{1 \text{ мин}} = \frac{2I_n}{\gamma + (1 - \gamma) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}}.$$

Данное выражение в точке перехода вольт-амперной характеристики (рис. 4) от режима 1 к режиму 2 примет вид:

$$\frac{E - U_n}{L_{1-3}} t_1 = \frac{2I_{n0}}{\gamma(1-\gamma)\frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}},$$

где  $I_{n0}$  — минимальный выходной ток в режиме 1.

Подставляя два последних выражения соответственно в формулы для определения  $a_1$  и  $b_1$ , получим:

$$I_{1(1)} = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{2} = \frac{\sqrt{2} I_{n0} \sin \gamma \pi}{\left[ \gamma + (1-\gamma) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right] \pi} \times \\ \times \sqrt{M^2 + \left( \frac{1}{\gamma \pi} - \operatorname{ctg} \gamma \pi \right)^2},$$

$$\text{где } M = \frac{I_{n0}}{I_n}.$$

Так как в режиме 1, как правило,  $M \geq 2$ , то для  $\gamma$  в пределах от 0 до 0,8  $M > \frac{1}{\gamma \pi} - \operatorname{ctg} \gamma \pi$ .

Поэтому можно записать:

$$I_{1(1)} = \frac{\sqrt{2} I_n \sin \gamma \pi}{\left[ \gamma + (1-\gamma) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right] \pi}.$$

Отсюда окончательно получаем выражение:

$$U_n = \frac{\sqrt{2} \sin \gamma \pi}{\pi \omega c} \left[ \frac{\left| \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} - 1 \right| I_n}{\gamma + (1-\gamma) \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}}} + \right. \\ \left. + \frac{E - U_n \left( 1 - \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right)}{\omega L_{1-3}} \cdot \frac{w_{1-3}}{w_{1-2}} \right].$$

### Литература

- Руднев Ю. П., Стабилизированные источники питания для полупроводниковых устройств, «Автоматика и приборостроение», 1963, № 1, Изд-во ИТИ УССР.
- Порсев В. М., Ключевой стабилизированный выпрямитель на транзисторах, «Электричество», 1965, № 5.
- Sorenson A. A., Solid state d-c switched regulators, «Electronics», 1960, v. 33, № 48, p. 121—123.
- Когн J., Gleichspannungskonstanthalter mit zweipunktregelung, «ETZ», A, 1962, № 12, S. 395—401.
- Bamberg P., Gleichspannungswandler mit geregelter Ausgangsspannung, «Elektronische Rundschau», 1963, № 6.
- Cayzer T. A., A Switch-regulated Power Supply System Using the Silicon Controlled Rectifier, 2 «The Radio and Electronic Engineer», v. 28, № 5, 1964, p. 325—330.
- Lambert A., The Switching Mode in D-C Voltage Regulation, «Electro-Technology», 1963, v. 71, № 6, p. 78—82.
- Кузьменко М. П. и Сиваков А. Р., Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, Госэнергоиздат, 1961.

[2.3.1966]



УДК 621.313.12

## Фазовая пульсация напряжения генератора постоянного тока

Инж. И. М. ВОДЯХО

Северо-западный заочный политехнический институт

Выходное напряжение генератора постоянного тока, даже при установленном режиме работы, не является постоянным по величине и содержит постоянную и переменную составляющие. У большинства генераторов переменная составляющая напряжения составляет 0,5—2% от постоянной.

Появляется все большее количество потребителей, которые не могут нормально работать при существующем уровне пульсации напряжения генераторов постоянного тока, в связи с чем возникла необходимость в анализе причин пульсации и разработке способов борьбы с ней.

Основными видами пульсаций, из которых складывается переменная составляющая напряжения, являются: фазовая пульсация, зубцовая пульсация, пульсация от анизотропии, пульсация от некачественной сборки и регулировки, пульсация от коммутации, коллекторная пульсация и др.

В современной технической литературе пульсация э. д. с. в генераторах постоянного тока, вызванная конечным числом сторон многоугольника э. д. с., или не имеет специального названия, или называется коллекторной пульсацией. Такое название не совсем

отвечает действительности, так как частота и амплитуда этого вида пульсации зависят не от числа коллекторных пластин, а от числа сторон многоугольника э. д. с., а стороны этого многоугольника образованы не всеми э. д. с. генератора, а только геометрической суммой э. д. с., индуцированных в фазах генератора основной гармоникой магнитного потока. Поэтому более правильно называть этот многоугольник фазовым многоугольником, а пульсацию э. д. с., вызванную конечным числом его сторон, — фазовой пульсацией.

Число фаз  $m$  генератора постоянного тока, как и генератора переменного тока, определяются по формуле  $m = \frac{z}{t}$  [Л. 1], где  $z$  — число реальных пазов генератора,  $p$  — число пар полюсов,  $t$  — общий наибольший делитель для  $z$  и  $p$ .

**Частота фазовой пульсации.** Определение частоты фазовой пульсации будем производить вначале для четного, затем для нечетного числа фаз, ссылаясь преимущественно на генераторы серии П.

У генераторов второго и третьего габаритов этой серии (П21 и П32)  $z = 18$ ,  $K = 72$  и  $p = 1$ ; следова-

тельно,  $t=1$  и число фаз  $m=\frac{z}{t}=\frac{18}{1}=18$  — четное.

Геометрический угол между лучами звезды фазовых э. д. с. (фазовый угол)  $\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{18}=20^\circ$  равен углу  $\alpha_{\text{нр}}$  между реальными пазами.

На рис. 1,а векторы 1—18 изображают фазовые э. д. с. генератора, совпадающие по направлению с реальными пазами; вертикальная линия — ось северного  $N$  и южного  $S$  полюсов генератора.

При четном числе реальных пазов и  $p=1$  в процессе работы генератора, когда паз 1 проходит под осью северного полюса, диаметрально противоположный ему паз 10 проходит под осью южного полюса, и в проводниках этих пазов индуцируются максимальные э. д. с., сдвинутые относительно друг друга на  $180^\circ$ . Но так как расположенные в диаметрально противоположных пазах проводники соединяются встречно, то их э. д. с. можно считать совпадающими по фазе.

Если проводники, расположенные в пазах 1 и 10, считать относящимися к первой фазе, то в тот момент, когда якорь повернется на угол  $\alpha=20^\circ$  и под осью полюсов окажутся пазы 2 и 11, т. е. проводники второй фазы, то во второй фазе будет индуцироваться максимальная э. д. с.; при повороте на угол  $2\alpha=40^\circ$  максимальная э. д. с. будет индуцироваться в третьей фазе и т. д. За полный оборот якоря э. д. с., индуцированная основной гармоникой магнитного потока в генераторе, будет поочередно достигать максимума во всех фазах. Следовательно, у этих генераторов число фазовых импульсов за один оборот  $f_{\Phi,\text{н}}$  будет равно числу реальных пазов, т. е. в соответствии с известной формулой зубцовой частоты будет равняться числу зубцов якоря ( $f_{\Phi,\text{н}}=z$ ).

В формулу не входит число пар полюсов  $p$ , поэтому она применима только для некоторых частных случаев — для четного числа фаз. Для четного числа фаз, не кратного трем ( $z=20, 22, 26, 28$  и т. д.), при  $p=3$  формула не применима.

Покажем это на примере (рис. 1,б).

Если  $z=20$  и  $p=3$ , то  $t=1$ ,  $m=\frac{z}{t}=\frac{20}{1}=20$ ;

$$\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{20}=18^\circ.$$

В исходном положении пазы 1 и 11 совпадают с осью полюсов  $N_1S_1$ . При повороте якоря против часовой стрелки на угол  $\frac{\alpha}{3}$  пазы 8 и 18 совпадут с осью полюсов  $N_2S_2$ , при повороте на угол  $\frac{2}{3}\alpha$  пазы 5 и 15 совпадут с осью полюсов  $N_3S_3$ , при повороте на угол  $\alpha$  пазы 2 и 12 совпадут с осью полюсов  $N_1S_1$  и т. д. Следовательно, максимум э. д. с. возникает в генераторе при повороте якоря на угол  $\frac{\alpha}{3}=\frac{\alpha}{p}$  и число фазовых импульсов за один оборот

$$f_{\Phi,\text{н}}=\frac{2\pi}{\alpha}=\frac{360 \cdot 3}{18}=60 \neq z.$$

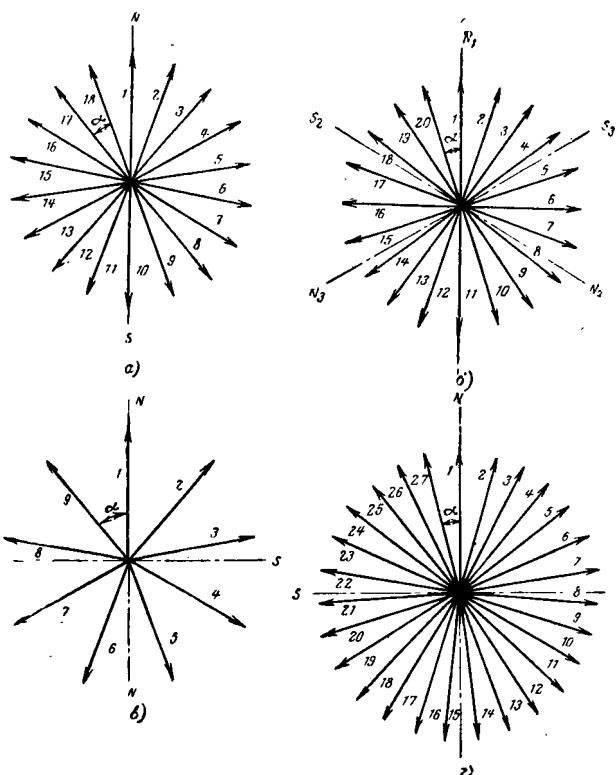


Рис. 1.

При четном числе фаз всегда максимум э. д. с. возникает при повороте якоря на угол  $\frac{\alpha}{p}$ . Выразив число фазовых импульсов за один оборот якоря через число пар полюсов, получим:  $f_{\Phi,\text{н}}=\frac{2\pi p}{\alpha}$ , но  $\alpha=\frac{2\pi}{m}$ , тогда  $f_{\Phi,\text{н}}=\frac{2\pi pm}{2\pi}=pm$ . Частота фазовой пульсации при четном числе фаз  $f=f_{\Phi,\text{н}}n=pmn$  [гц].

Нечетное число фаз может быть как при четном числе реальных пазов, так и при нечетном. Так, если  $m=18$  и  $p=2$ , то  $t=2$ ;  $m=\frac{z}{t}=\frac{18}{2}=9$  — число фаз нечетное, фазовый угол  $\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{9}=40^\circ$  (рис. 1,б). Если в исходном положении фаза 1 совпадает с осью полюсов  $NN$ , то при повороте якоря на угол  $\frac{\alpha}{4}$  фаза 8 совпадает с осью полюсов  $SS$ , при повороте на угол  $\frac{\alpha}{2}$  фаза 6 совпадает с осью полюсов  $NN$  и т. д. Таким образом, максимальное значение э. д. с. возникает при повороте якоря на угол  $\frac{\alpha}{4}=\frac{\alpha}{2p}$ . Число фазовых импульсов за оборот  $f_{\Phi,\text{н}}=\frac{360 \cdot 4}{40}=36 \neq z$ .

При нечетном числе пазов число фаз может быть только нечетное. Так, если  $z=27$  и  $p=2$ , то  $t=1$  и  $m=\frac{z}{t}=27$  — нечетное;  $\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{27}=13,33^\circ$  (рис. 1,г).

Если в исходном положении фаза 1 совпадает с указанной осью полюсов  $NN$ , то следующее совпадение

фазы с осью полюсов  $SS'$  наступит при повороте якоря на угол  $\frac{\alpha}{4} = \frac{\alpha}{2p}$ . Число фазовых импульсов за оборот

$$f_{\text{ф.и.}} = \frac{2\pi \cdot 2pm}{2\pi} = 2pm.$$

Частота фазовой пульсации как при четном, так и при нечетном числе реальных пазов, но при нечетном числе фаз, равна:

$$f = f_{\text{ф.и.}} n = 2p m n \text{ [гц].}$$

**Величина фазовой пульсации.** Величина фазовой пульсации находится из многоугольника э. д. с., который более правильно назвать фазовым многоугольником, так как его стороны образованы векторами фазовых э. д. с. генератора. Из фазового многоугольника, имеющего четное число сторон (рис. 2, а и б), найдем относительное значение пульсации э. д. с. [Л. 2]:

$$\frac{\Delta E}{E_{\text{ср}}} \cdot 100 = \frac{\frac{E}{2} \left(1 - \cos \frac{\alpha}{2}\right)}{\frac{E}{2} \left(1 + \cos \frac{\alpha}{2}\right)} = \operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{4} [\%].$$

У генератора, имеющего нечетное число фаз

$$\frac{\Delta E}{E_{\text{ср}}} \cdot 100 = \operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{8} [\%].$$

Отсюда делаем вывод, что величина пульсации как при четном, так и при нечетном числе фаз зависит от фазового угла  $\alpha$ . В [Л. 2, 3 и др.] значение угла  $\alpha$  выражено через число секций  $S$  и число коллекторных пластин  $K$ :

$$\alpha = \frac{p \cdot 2\pi}{S} = \frac{\pi}{K},$$

откуда следует, что

$$\frac{\Delta E}{E_{\text{ср}}} = f\left(\frac{K}{2p}\right),$$

т. е. зависит от числа коллекторных пластин и от числа пар полюсов. Это справедливо для давно не применяемого в электромашиностроении кольцевого якоря и барабанного, у которого число реальных пазов равно числу элементарных. Если же барабанный якорь имеет  $K=zu$ , где  $u=2, 3, 4$  — целые числа, то это утверждение ошибочно.

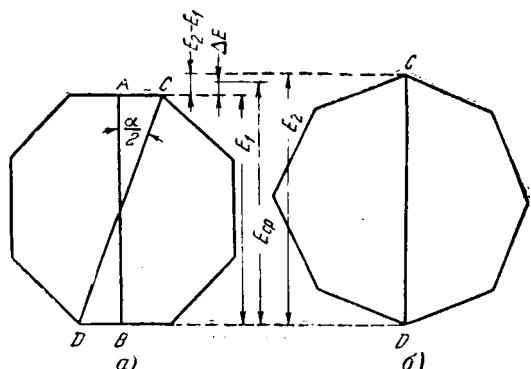


Рис. 2. Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

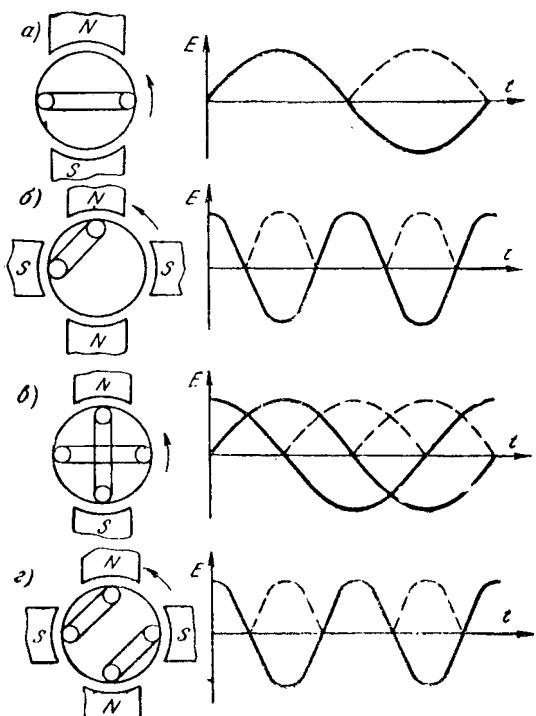


Рис. 3.

Из фазового многоугольника э. д. с. видно, что угол  $\alpha = \frac{2\pi}{m}$  зависит от числа фаз машины  $m$ , а если вместо  $m$  подставить его значение, то  $\alpha = \frac{2\pi}{z} = \frac{2\pi t}{z}$ ,

т. е. величина пульсации прямо пропорциональна числу фазовых многоугольников и обратно пропорциональна числу реальных пазов.

Следовательно, чтобы уменьшить величину фазовой пульсации, нужно уменьшить число фазовых многоугольников до  $t=1$  и увеличить число реальных пазов. Увеличивать при этом число коллекторных пластин  $K$  не следует, так как увеличение числа секций, а значит и коллекторных пластин, до четырех на реальный паз, как, например, у генераторов П21 и П32, не окажет никакого влияния на величину фазовой пульсации; делается это для улучшения коммутации. Так как величина этого вида пульсации не зависит от числа коллекторных пластин, то нет основания называть ее коллекторной пульсацией; вполне целесообразно называть ее фазовой пульсацией.

Зависимость величины пульсации от числа пар полюсов рассмотрим на простейших примерах.

На рис. 3, а в генераторе с  $p=1$  показана одна секция (фаза). Индукированная в ней и выпрямленная э. д. с. за один оборот якоря состоит из двух полуволн. Пульсация выпрямленной э. д. с.

$$\Pi = \frac{\Delta E}{E_{\text{ср}}} \cdot 100 = 100\%.$$

На рис. 3, б тоже одна фаза, но  $p=2$  и пульсация выпрямленной э. д. с.  $\Pi=100\%$ . Увеличение числа полюсов привело к увеличению частоты пульсации.

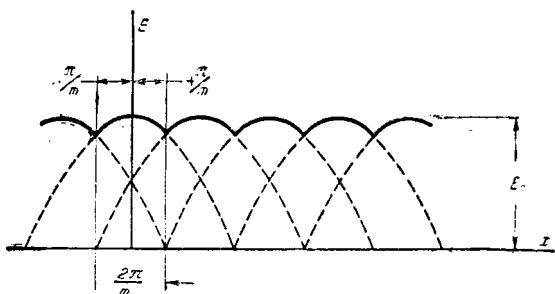


Рис. 4.

На рис. 3,в две фазы,  $p=1$  и пульсация имеет значительно меньшую величину —  $\bar{P}=17\%$ .

На рис. 3,г две секции,  $p=2$ , э. д. с. этих секций совпадает по фазе, т. е. имеется только одна фаза, поэтому и  $\bar{P}=100\%$ .

Отсюда следует, что величина пульсации выпрямленной э. д. с. не зависит от числа пар полюсов, но зависит от числа фаз.

Пример. У генераторов серии П второго и третьего габаритов  $Z=18$  и  $p=1$ . Следовательно,  $t=1$ ,  $m=18$  и  $\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{18}=20^\circ$ . Фазовый многоугольник у каждого из этих генераторов имеет четное число сторон, поэтому и величину пульсации э. д. с. определяем по формуле  $\operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{4}=\operatorname{tg}^2 5^\circ=0,76\%$ . При номинальном напряжении 230 в величина пульсации  $\Delta E=1,75$  в, что превышает требование современных потребителей в десятки раз.

У генератора четвертого габарита  $p=2$  и  $z=27$ , отсюда  $t=1$ ;  $m=27$  и  $\alpha=\frac{2\pi}{m}=\frac{360}{27}=13,33^\circ$ . Число сторон у фазового многоугольника нечетное, поэтому величину пульсации э. д. с. определяем по формуле  $\operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{8}=\operatorname{tg}^2 1,67^\circ=0,085\%$ , следовательно,  $\Delta E=0,2$  в.

Среднее значение выпрямленной э. д. с. и величины амплитуд переменных составляющих можно найти аналитически с помощью кривых выпрямленного  $m$ -фазного синусоидального напряжения (рис. 4). Из рис. 4 видно, что период кривой, на котором происходит изменение э. д. с., соответствует, как и в фазовом многоугольнике с четным числом сторон (рис. 2,а и б), фазовому углу  $\alpha=\frac{2\pi}{m}$ . Уравнение кривой будет иметь вид:  $E=E_2 \cos \alpha$  [Л. 4], где  $\alpha$  изменяется в пределах от  $-\frac{\pi}{m}$  до  $+\frac{\pi}{m}$ . Постоянную составляющую этой кривой находим по формуле

$$E_0=\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} E \cos x dx = \frac{mE}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Рассматриваемая кривая  $y=E \cos x$  имеет период, соответствующий углу  $\alpha=\frac{2\pi}{m}$ , а гармоника порядка  $k$  будет иметь период, соответствующий углу

$\frac{\alpha}{k}=\frac{2\pi}{mk}$ . В этой кривой нечетные гармоники отсутствуют, а уравнение амплитуды четной гармоники порядка  $k$  будет иметь вид:

$$\begin{aligned} E_k &= \frac{m}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} E \cos x \cos kmx dx = \\ &= \frac{mE}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \frac{\cos(km+1)x + \cos(km-1)x}{2} dx = \\ &= \frac{mE}{\pi} \left[ \frac{\sin(km+1)\frac{\pi}{m}}{km+1} + \frac{\sin(km-1)\frac{\pi}{m}}{km-1} \right] = \\ &= \frac{mE}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \frac{2 \cos k\pi}{k^2 m^2 - 1} = E_0 \frac{2 \cos k\pi}{k^2 m^2 - 1}. \end{aligned}$$

При нечетном числе фаз изменение э. д. с. происходит, как и в многоугольнике с нечетным числом сторон, на участке кривой, соответствующем половине фазового угла, т. е.  $\frac{\alpha}{2}=\frac{\pi}{m}$ . Поэтому постоянная составляющая выпрямленной э. д. с. для нечетного числа фаз

$$E'_0 = \frac{mE}{\pi} \sin \frac{\pi}{2m},$$

а амплитуда  $k$ -й гармоники

$$E'_k = E'_0 \frac{2 \cos k\pi}{(km)^2 - 1}.$$

Отношение величины амплитуды  $k$ -й гармоники к постоянной составляющей:

для четного числа фаз

$$l^0/l_0 = \frac{E_k}{E_0} = \frac{2 \cos k\pi}{k^2 m^2 - 1};$$

для нечетного числа фаз

$$l^0/l_0 = \frac{E'_k}{E'_0} = \frac{2 \cos k\pi}{(2km)^2 - 1}.$$

У генераторов П21 и П32, у которых  $m=18$  и  $E_{cp}=230$  в, величина фазовой пульсации составляла  $\operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{4}=0,76\%$ , для основной гармоники  $l=\frac{2}{18^2-1} \times \frac{200}{323}=0,62\%$ , или  $l=\frac{l_0 E_0}{100}=\frac{230 \cdot 0,62}{100}=1,43$  в.

У генераторов П41  $m=27$ ,  $\operatorname{tg}^2 \frac{\alpha}{8}=0,08468\% \approx 0,085\%$ , для основной гармоники  $l'=\frac{2 \cdot 100}{(2 \cdot 27)^2 - 1}=0,0686\%$ , или  $l'_1=\frac{230 \cdot 0,0686}{100}=0,158$  в, что полностью подтверждается экспериментально.

**Влияние фазовой пульсации на работу генератора под нагрузкой.** Влияя на величину пульсации э. д. с. генератора, число фаз тем самым воздействует на поле якоря, т. е. на работу генератора под нагрузкой. Принято утверждать, что «поле якоря всегда неподвижно относительно поля полюсов», к этому следует добавить: «в пространстве», так как во времени поле якоря не является постоянным. Поясним это.

У генератора постоянного тока поле полюсов можно считать постоянным во времени и в пространстве. По закону Ленца поле якоря должно противодействовать причине, его вызвавшей; следовательно, оно должно быть всегда направлено против поля полюсов. Но проводники якоря, вокруг которых создается это поле, движутся. Если бы генератор постоянного тока имел только одну фазу, то индуцированная в нем э. д. с., а под нагрузкой — ток и созданная им магнитодвижущая сила, изменялись бы по синусоидальному закону. Коллектор сделал бы их пульсирующими со 100% пульсацией. С увеличением числа фаз величина пульсации э. д. с., а под нагрузкой — тока и созданной им в обмотке якоря и. с., будет уменьшаться, а их частота — увеличиваться. Следовательно, и. с. якоря будет иметь такую же частоту, как и частота э. д. с., а величина пульсации и. с. будет изменяться по тем же законам, что и э. д. с. Значит формулы для определения частоты и величины фазовой пульсации э. д. с. при наличии активной нагрузки будут справедливы для определения величины и частоты пульсации и. с. якоря, т. е. поля якоря. Пульсация поля якоря вызывает потери на вихревые токи в стали. Величина э. д. с., создающей эти потери, пропорциональна относительной величине пульсации и ее частоте. У генератора с четным числом фаз относительная величина пульсации больше примерно в 4 раза, а частота меньше только в 2 раза, чем у генератора с нечетным числом фаз, следовательно, и потери от пульсации якоря будут больше у генератора с четным числом фаз. Это подтверждается более сильным нагревом стали полюсов у этого типа генераторов. Если сердечники полюсов собраны из небольшого числа толстых листов, то их температура может быть выше температуры меди обмотки.

Если у генератора фазовая частота совпадает

с зубцовой (при  $p=1$  и четном  $m$ ), то величина зубцовой э. д. с. с ростом тока нагрузки будет увеличиваться, так как пульсирующее поле якоря индуцирует в своих проводниках э. д. с., равную частоте зубцовой э. д. с., что также подтверждается экспериментально.

**Выходы.** 1. Частота пульсации, вызванная конечным числом сторон фазового многоугольника, не зависит от числа коллекторных пластин, но зависит от числа фаз и от числа пар полюсов, поэтому более правильным будет называть ее фазовой пульсацией.

2. Имеющаяся в учебниках формула для определения частоты этого вида пульсации  $f=zn$  не применима в общем случае для четного числа фаз и вообще не применима для нечетного числа фаз.

3. Для четного числа фаз частоту фазовой пульсации надо определять по формуле  $f=pmn$ , для нечетного числа фаз по  $f=2pmn$ .

4. Величина фазовой пульсации не зависит от числа пар полюсов и числа коллекторных пластин, но зависит от числа фаз. При нечетном числе фаз она примерно в 4 раза меньше, чем при четном. При определении величины фазовой пульсации угол  $\alpha$  надо выражать через число фаз  $\alpha = \frac{2\pi}{m}$  или  $\alpha = \frac{2\pi t}{z}$ .

5. Поле якоря неподвижно в пространстве, но является пульсирующим. Формулы для определения частоты и относительной величины пульсации поля якоря такие же, как и для фазовой пульсации э. д. с. В генераторах, где фазовая частота совпадает с зубцовой, под нагрузкой на зубцовую э. д. с. якоря будет накладываться э. д. с. от пульсации поля якоря.

#### Литература

- Бергер А. Я., О числе фаз короткозамкнутого ротора АД (и якоря МПТ), Изв. ВЭТА, 1940, т. XXII.
- Костенко М. П. и Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. 1, Госэнергоиздат, 1957.
- Завалишин Д. А., Машины постоянного тока, ОНТИ, 1938.
- Круг К. А., Основы электротехники, ОНТИ НКТП, 1936.
- Гусев И. И., Пульсация э. д. с. на коллекторе машины постоянного тока «Судовая электротехника и связь», 1965, № 26.

[19.11.1965]



## Вопросы согласования в операционных магнитных усилителях

Канд. техн. наук И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ

Московский энергетический институт

Операционные магнитные усилители (ОМУ) благодаря своей высокой надежности находят все большее применение в аналоговых управляющих устройствах. При анализе ОМУ необходимо учитывать специфику магнитных усилителей, в частности сравнительно низкое входное сопротивление — сопротивление  $r_{y.b}$  обмотки управления  $\omega_y^*$  и наличие непосредственной взаимосвязи между коэффициентом усиления напряжения  $k_{u.b}$  и сопротивлением  $r_{y.b}$  при заданной площади сечения обмотки управления  $S_y$ .

Поясним последнее. Коэффициент усиления напряжения

$$k_{u.b} = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_{y.b}} = \frac{k_F \omega_y}{r_{y.b}}, \quad (1)$$

где  $k_F = \frac{\Delta U_n}{\Delta I_y \omega_y}$  — передаточное сопротивление намагничивающей силы, величина которого не зависит (в первом приближении) от параметров обмотки управления.

При данной площади  $S_y$

$$r_{y.b} = a \omega_y^2, \quad (2)$$

где  $a$  — постоянный коэффициент (если не учитывать изменения коэффициента заполнения медью при изменении диаметра провода).

Таким образом,

$$k_{u.b} = \frac{k_F}{\sqrt{a} \sqrt{r_{y.b}}} = \frac{k_F}{a \omega_y}, \quad (3)$$

т. е. при выполнении обмотки  $\omega_y$  из более толстого провода с соответственно меньшим числом витков (при  $S_y = \text{пост.}$ ) усиление напряжения возрастает.

Однако, как будет показано ниже, было бы ошибкой сделать отсюда вывод, что, поскольку для ОМУ необходимо иметь возможно больший коэффициент усиления  $k_{u.b}$ , в базовом усилителе обмотку управления надо делать с минимальным сопротивлением.

Часто можно встретиться с противоположным представлением, что обмотку управления надо выполнять проводом минимально возможного диаметра с максимально возможным числом витков и, следовательно, с максимальным  $r_{y.b}$ . Этот другой крайний случай, вообще говоря, тоже не является оптимальным.

\* Магнитный усилитель, на базе которого строится ОМУ, будем называть базовым (БМУ), а его параметры обозначать с дополнительным индексом «б».

Для определенного усилителя основной критерий — точность выполнения требуемой математической операции, например суммирования или интегрирования. Именно с этой позиции и надо рассматривать вопрос об оптимальных соотношениях параметров ОМУ.

В данной статье показано, что имеется вполне определенное оптимальное соотношение между сопротивлением  $r_{y.b}$ , сопротивлением обратной связи и эквивалентным сопротивлением  $r_\alpha$  суммирующих цепей на входе ОМУ. Это соотношение обеспечивает при прочих равных условиях минимальную погрешность выполнения операций суммирования или интегрирования.

Для суммирующего ОМУ с параллельной электрической обратной связью (рис. 1, а) относительная статическая погрешность суммирования, обусловленная конечным значением коэффициента усиления и относительным дрейфом нуля на выходе базового усилителя:

$$\delta_\Sigma = -\frac{1}{k_{u.b}} \left( 1 + \frac{r_{o.c}}{r_{y.b}} + \frac{r_{o.c}}{r_0} \right) (1 + \delta U_{d.b}), \quad (4)$$

тем меньше, чем больше величина

$$\begin{aligned} & \frac{k_{u.b}}{1 + r_{o.c}/r_{y.b} + r_{o.c}/r_0} = \\ & = \frac{k_F}{\sqrt{a} \sqrt{r_{y.b}} (1 + r_{o.c}/r_{y.b} + r_{o.c}/r_0)} = k_d, \end{aligned} \quad (5)$$

которую сокращенно назовем действующим коэффициентом усиления  $k_d$ .

Эквивалентное сопротивление  $n$  суммирующих цепей

$$r_\alpha = \frac{1}{\sum_{i=1}^n 1/r_i}. \quad (6)$$

Максимум величины  $k_d$  при заданных величинах  $r_{o.c}$  и  $r_\alpha$  и, следовательно, минимум погрешности будет при

$$r_{y.b, \text{опт}} = \frac{r_{o.c} r_\alpha}{r_{o.c} + r_\alpha}. \quad (7)$$

При выполнении условия (7) имеем  $\delta_{\Sigma \text{мин}}$ , а при отклонении от него

$$\frac{\delta_\Sigma}{\delta_{\Sigma \text{мин}}} = \frac{k_{d, \text{макс}}}{k_d} = \frac{1 + r_{y.b, \text{опт}}/r_{y.b}}{2 \sqrt{r_{y.b, \text{опт}}/r_{y.b}}}. \quad (8)$$

Для наглядности на рис. 2 построен график зависимости (8). Часто решающие сопротивления  $r_\alpha$

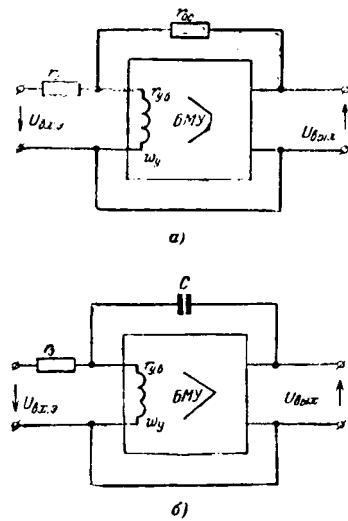


Рис. 1. Блок-схемы операционных усилителей.  
а — суммирующего; б — интегрирующего.

дадено сопротивлении  $r_o$  минимум погрешности интегрирования, обусловленной конечным значением коэффициента усиления, будет при максимуме величины действующего коэффициента усиления

$$k_d = \frac{k_{ub}}{r_o + r_{yb}} = \frac{k_F}{\sqrt{a} \sqrt{r_{yb}(r_o + r_{yb})}}. \quad (9)$$

Минимальная ошибка  $\delta_{min}$  будет при

$$r_{yb, opt} = r_o. \quad (10)$$

При нарушении этого условия имеют место равенство, аналогичное (8), и график на рис. 2.

и  $r_{o,c}$  сравнительно велики (десятки килоом) и выполнить условие (7) практически не удается ( $r_{yb} < r_{yb,opt}$ ). При этом действительно, чем больше число витков  $w_y$ , тем лучше. Ограничения здесь обусловлены чисто технологическими факторами. С другой стороны, уменьшение сопротивлений  $r_{o,c}$  и  $r_o$  ограничивается мощностью других ОМУ или входных устройств, работающих на данный ОМУ.

Для интегрирующего ОМУ (рис. 1, б) при безынерционном базовом усилителе и заданном сопротивлении  $r_o$  минимум погрешности интегрирования, обусловленной конечным значением коэффициента усиления, будет при максимуме величины действующего коэффициента усиления

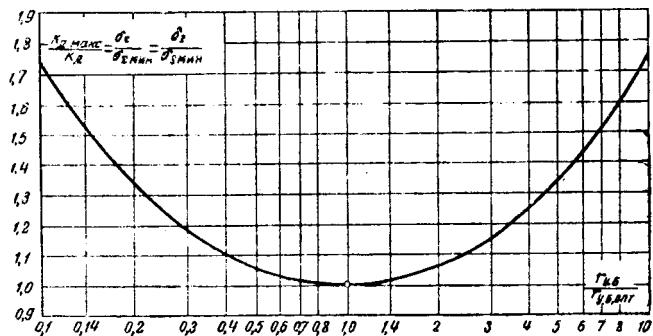


Рис. 2. Изменение погрешностей суммирования и интегрирования в операционных магнитных усилителях при отклонении от оптимального условия согласования.

В интегрирующих ОМУ уменьшение сопротивления  $r_o$  ограничивается не столько мощностью предшествующих ОМУ или других входных устройств, сколько соответствующим уменьшением постоянной  $\tau = r_o C$  интегрирующего усилителя. В интегрирующих ОМУ желательно стремиться к выполнению условия согласования (10), а нужной величины  $\tau$  достигать за счет увеличения интегрирующей емкости, непосредственно или путем введения вспомогательного усилителя<sup>1</sup>.

Условия (7) и (10) оптимума по минимуму погрешности совпадают (и это вполне естественно) с условием согласования для получения максимальной мощности непосредственно на выходе базового усилителя от эквивалентного источника входного напряжения.

<sup>1</sup> Негневицкий И. Б., Негневицкий С. Б., О повышении точности и времени интегрирования интегрирующих усилителей, «Автоматика и телемеханика», 1961, № 10.

◆ ◆ ◆

УДК 621.315.212.001.24

## О расчете проводимости коаксиального кабеля

Канд. техн. наук И. И. КАЛЯЦКИЙ и инж. А. А. ДУЛЬЗОН  
Томский политехнический институт им. Кирова

При исследовании распространения импульсов в коаксиальных системах возникает необходимость расчета первичных параметров системы и в том числе активной проводимости. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных для коаксиальной системы, заполненной смесью изоляционного масла с водой, показало несостоительность использования в данном случае известной формулы проводимости для коаксиального кабеля. В связи с этим был произведен анализ этой формулы.

Приведем вывод формулы в том виде, как она дается в учебниках и учебных пособиях по кабелям связи, например в [Л. 1]. Полная проводимость коаксиального кабеля

$$\dot{Y} = G + j\omega C. \quad (1)$$

Для всех однородных линий справедливо соотношение

$$\dot{Y} = \frac{\dot{\gamma}}{z_b}, \quad (2)$$

где  $\dot{\gamma}$  — коэффициент распространения.

Волновое сопротивление коаксиального кабеля

$$z_b = \frac{\dot{\gamma} \ln \frac{r_2}{r_1}}{2\pi \left( \frac{1}{\rho} + j\omega e' \right)}. \quad (3)$$

Используя (2), получаем:

$$\dot{Y} = \frac{2\pi \left( \frac{1}{\rho} + j\omega \epsilon' \right)}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (4)$$

Учитывая потери в диэлектрике, в расчетах используют комплексную диэлектрическую проницаемость

$$\epsilon = \epsilon' (1 - j \operatorname{tg} \delta). \quad (5)$$

Подставляя (5) и (4) и отделяя действительную часть от мнимой, получаем:

$$C = \frac{2\pi \epsilon'}{\ln \frac{r_2}{r_1}}, \quad (6)$$

$$G = \frac{2\pi}{\rho \ln \frac{r_2}{r_1}} + \omega C \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R_{\text{из}}} + \omega C \operatorname{tg} \delta, \quad (7)$$

где  $R_{\text{из}}$  — сопротивление изоляции (на единицу длины) на постоянном токе (не зависящее от частоты);

$G_f = \omega C \operatorname{tg} \delta$  — дополнительная проводимость на переменном токе (зависящая от частоты).

В таком виде формула проводимости входит во все учебники, пособия и справочную литературу по кабелям связи, например [Л. 1—4]. Для других линий связи формулы проводимости аналогичны выражению (7).

Однако использование формулы (7) в широком диапазоне соотношений между входящими в нее параметрами встречает принципиальные возражения. В общем случае не представляется возможным разделить диэлектрические потери на потери проводимости и релаксационно-дипольные потери. Когда это выполнимо, принципиально можно представить проводимость кабеля в форме

$$G = G_0 + \omega C \operatorname{tg} \delta \quad (8)$$

и считать, что в данном случае  $\operatorname{tg} \delta$  характеризует только релаксационно-дипольные потери. Однако и при этом  $G_0$  представляет собой не проводимость на постоянном токе, а величину, определяемую потерями проводимости на переменном токе, которые в общем случае отличаются от потерь на постоянном токе [Л. 5].

Величина  $\operatorname{tg} \delta$ , измеряемая практически [Л. 6], характеризует все диэлектрические потери, т. е. всю ту часть электрической энергии, которая переходит в тепло в диэлектрике при переменном напряжении.

В частности, в изоляции, где отсутствуют релаксационно-дипольные потери (например, неполярные жидкости, минеральные и растительные масла при частотах до десятков килогерц),  $\operatorname{tg} \delta$  определяется только потерями проводимости [Л. 7]:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1.8 \cdot 10^{12}}{\epsilon / \rho}, \quad (9)$$

причем в данном случае величина  $G_f = \omega C \operatorname{tg} \delta$  не зависит от частоты.

Таким образом, в формуле (7) потери проводимости по существу учитываются дважды. В связи с изложенным предлагается следующий, методически более правильный вывод формулы проводимости коаксиального кабеля.

Комплексная абсолютная диэлектрическая проницаемость

$$\epsilon = \epsilon \cos \phi - j \epsilon \sin \phi, \quad (10)$$

где  $\phi$  — угол релаксационно-дипольных потерь.

Подставляя (10) в (4), получаем:

$$\dot{Y} = \frac{2\pi j \epsilon \left[ \epsilon \cos \phi - j \left( \epsilon \sin \phi + \frac{1}{\rho \omega} \right) \right]}{\ln \frac{r_2}{r_1}} = \frac{2\pi j \epsilon^*}{\ln \frac{r_2}{r_1}}, \quad (11)$$

где

$$\epsilon^* = \epsilon \cos \phi - j \left( \epsilon \sin \phi + \frac{1}{\rho \omega} \right) = \epsilon' - j \epsilon''; \quad (12)$$

здесь  $\epsilon^*$  учитывает как релаксационно-дипольные потери, так и потери проводимости [Л. 8].

Как известно [Л. 9]:

$$\epsilon^* = \epsilon' - \epsilon'' = \epsilon' \left( 1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right) = \epsilon' (1 - j \operatorname{tg} \delta), \quad (13)$$

где  $\delta$  — угол диэлектрических потерь (включающих релаксационно-дипольные потери и потери проводимости).

Очевидно, что при  $\rho = \infty$  будет  $\operatorname{tg} \phi = \operatorname{tg} \delta$ . С учетом (13) выражение (11) принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{Y} &= \frac{2\pi j \epsilon' (1 - j \operatorname{tg} \delta)}{\ln \frac{r_2}{r_1}} = \frac{2\pi \epsilon' \omega \operatorname{tg} \delta}{\ln \frac{r_2}{r_1}} + \\ &+ j \omega \frac{2\pi \epsilon'}{\ln \frac{r_2}{r_1}} = \omega C \operatorname{tg} \delta + j \omega C. \end{aligned} \quad (14)$$

Итак,

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta, \quad (15)$$

$$C = \frac{2\pi \epsilon'}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (16)$$

На постоянном токе, а также при малых частотах диэлектрические потери являются потерями проводимости. Тогда, подставляя (9) в (15), имеем:

$$G = \frac{2\pi}{\rho \ln \frac{r_2}{r_1}}.$$

Необходимо учесть, что в (9)  $\rho$  имеет размерность  $\text{ом} \cdot \text{см}$ , а в (15) —  $\text{ом} \cdot \text{м}$ .

Следует отметить, что в расчетах, выполняемых в технике связи, ошибочность формулы (7) не приводит к каким-либо последствиям, так как обычно в линиях связи используются весьма высококачественные диэлектрики (воздух, полиэтилен и др.), для которых потери проводимости ничтожно малы ( $\rho \rightarrow \infty$ ). Поэтому обычно полагают  $\frac{1}{R_{\text{из}}} \approx 0$  и пользуются единственной правильной формулой (15).

В случае же использования жидкых диэлектрических сред с невысокой степенью очистки, что связано с повышенной проводимостью (смеси изоляционных масел с водой и др.), применение формулы (7) приводит к неверным результатам [Л. 10].

**Заключение.** В результате анализа формулы для расчета активной проводимости коаксиального кабеля показана ее несостоятельность для широкого диапазона соотношений между входящими в нее параметрами, определяющими проводимость, и предложена методика вывода формулы, устраняющая этот недостаток.

### Литература

1. Гроднев И. И. и Соколов В. В., Коаксиальные кабели, Связьиздат, 1954.
2. Гроднев И. И., Кулешов В. Н. и Соколов В. В., Кабельные линии связи, Связьиздат, 1960.

3. Ефимов И. Е., Радиочастотные линии передачи, изд-во «Советское радио», 1964.

4. Гроднев И. И., Кабели связи, изд-во «Энергия», 1965.

5. Сканави Г. И., Физика диэлектриков (область слабых полей), ГИТЛ, 1949.

6. Казарновский Д. М. и Тареев Б. М., Испытания электроизоляционных материалов, Госэнергоиздат, 1963.

7. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В. и Тареев Б. М., Электротехнические материалы, Госэнергоиздат, 1963.

8. Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л., Теоретические основы электротехники, Госэнергоиздат, 1959.

9. Хиппель А. Р., Диэлектрики и их применение, Госэнергоиздат, 1959.

10. Калицкий И. И., Чепиков А. Т., Дульzon А. А. и Мальцев В. А., Расчет затухания и искажения высоковольтных униполлярных импульсов в коаксиальной передающей системе на ЭЦВМ «Минск-1», Изв. Томского политехнического института, т. 159 (в печати).

[17.5.1966]



УДК 537.312.62

## Сверхпроводящий сплав 65БТ<sup>1</sup>

В связи с широким развитием работ по сверхпроводимости представляется важным получение сверхпроводящих материалов, удовлетворяющих следующим требованиям.

1. Свойства сплава должны быть таковы, чтобы его можно было применять для намагничивающих устройств обычного типа до полей порядка 80 кэ (64·10<sup>5</sup> а/м).

2. Сплав должен допускать изготовление из него проволоки диаметром 0,1—0,3 мм длиной до 12 000 м, ленты толщиной до 5 мк и трубки.

3. Сплав должен иметь относительно низкую стоимость.

В литературе описаны сплавы системы Nb—Zr. Однако они не удовлетворяют одновременно всем указанным требованиям.

Сплавы системы Nb—Ti, которые приобрели популярность в последнее время, имеют более высокий уровень значений  $Hk_2$  по сравнению со сплавами системы Nb—Zr и, что особенно важно, обладают хорошей технологичностью. Относительно высокая пластичность Nb—Ti сплавов позволяет достичнуть высокой степени однородности проволоки в бунтах весом до 4 кг ( $\sim 12\,000$  м) и использовать более дешевые шихтовые материалы при производстве сплавов. К недостаткам этих сплавов можно отнести сравнительно низкие значения электрических параметров.

После детальных исследований сверхпроводящих свойств различных сплавов на основе системы Nb—Ti был разработан сплав 65БТ, который удовлетворяет всем вышеперечисленным требова-

ниям. Сплав 65БТ содержит 65% ниобия, 25% титана и ряд других компонентов, имеющих технологическое назначение. Сплав 65БТ выплавляется в дуговой вакуумной печи, затем производится горячая обработка давлением и холодное волочение. Высокая суммарная степень деформации проволоки в процессе волочения (более 99%) приводит к образованию четкой аксиальной текстуры [110] и волокнистой структуры.

Медное покрытие проволоки из этого сплава определяет успешное использование его в конструк-

Параметры	Условия измерения
Плотность $\gamma = 6,8 \text{ г/см}^3$	Измерительный ток $i = 0,1 \text{ ма}$
Критическая температура $T_k = 9,7 \div 10^\circ \text{К}$	Измерительный ток $i = 300 \text{ ма}$
Величина продольного критического магнитного поля в импульсном режиме $H_k = 90 \text{ кэ}$	Длительность импульса поля $2,7 \text{ м/сек}, T = 4,2^\circ \text{К}$
Критическая плотность тока в поперечном магнитном поле	Величина внешнего поперечного магнитного поля $H = 20 \text{ кэ}, T = 4,2^\circ \text{К}$
$j_k = (5 - 10) \cdot 10^4 \text{ а/см}^2$	$H = 60 \text{ кэ}, T = 4,2^\circ \text{К}$
$j_k = (3,5 - 5,0) \cdot 10^4 \text{ а/см}^2$	$T = 300^\circ \text{К}$
Удельное электрическое сопротивление $\rho = 70 \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$	$T = 20^\circ \text{К}$
$\rho = 49 \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$	$T = 300^\circ \text{К}$
Коэффициент линейного расширения $\alpha = 7,3 \cdot 10^{-6} 1/\text{град}$	$T = 300^\circ \text{К}$
Модуль упругости $E = 1,24 \cdot 10^4 \text{ кг/мм}^2$	$T = 300^\circ \text{К}$
Предел прочности проволоки $\sigma_b = 130 \div 150 \text{ кг/мм}^2$	$T = 300^\circ \text{К}$
Удлинение проволоки $\delta = 1 \div 2\%$	$T = 300^\circ \text{К}$

<sup>1</sup> Это сообщение представили в редакцию сотрудники Центрального научно-исследовательского института черной металлургии им. И. П. Бардина: Н. Б. Горина, Ю. А. Грузнов, В. В. Колобанов, В. Ф. Кулешов, В. И. Маторин, А. Ф. Прокошин, А. И. Радьков, В. И. Соколов, Б. Н. Третьяков, Л. Н. Федотов, С. М. Хромов.

## К ВОПРОСУ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧАХ 500 кв

(Статья Е. А. Голубина и Б. Н. Чистякова, «Электричество», 1965, № 8)

А. И. ГЕРШЕНГОРН и Н. Н. СОКОЛОВ

Москва

Авторы статьи обращают внимание на то, что потери мощности в линиях сверхвысокого напряжения в значительной степени зависят от условий погоды и что при малых нагрузках на потерях оказывается также протекание по линии емкостных токов. На основе выполненных ими расчетов потерь на нагрев проводов линии и потерь на корону авторы делают вывод о целесообразности специального глубокого регулирования напряжения на линиях 330—750 кв.

Принципиально необходимость регулирования напряжения электропередач 330—750 кв при изменении условий погоды не вызывает возражений. Однако вывод авторов статьи о целесообразности применения для этой цели специального регулирования ими не доказан.

Применяющиеся в настоящее время устройства не обеспечивают тех пределов регулирования напряжения, которые авторы статьи считают целесообразными. Таким образом, предлагаемое Е. А. Голубиным и Б. Н. Чистяковым глубокое регулирование потребует применения специальных устройств. В настоящее время выполнение трансформаторов и автотрансформаторов 330—750 кв с глубоким регулированием напряжения встречает определенные трудности и, во всяком случае, потребует дополнительных капитальных затрат. Поэтому целесообразность применения устройств глубокого регулирования напряжения не может быть выявлена только на основании расчетов экономии электроэнергии, а требует экономической оценки с учетом затрат на установку необходимого оборудования и издержек на его эксплуатацию, т. е. спределения расчетных затрат по сравниваемым вариантам регулирования напряжения.

При этом следует иметь в виду, что уровни напряжения по концам рассматриваемого участка линии должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить необходимый сток реактивной мощности с линии, а при больших нагрузках также и устойчивость передачи.

В настоящее время линии 500 кв длиной 500 км лишь в редких случаях не имеют присоединенных в промежуточных пунктах трансформаторов или шунтирующих реакторов. Обычно длина участка линии между этими пунктами не превышает 250—300 км. Тогда величина потерь от емкостных токов даже при малых нагрузках незначительна и на условиях регулирования напряжения практически не оказывается.

При решении вопроса об оптимальной величине напряжения, кроме потерь в линии, необходимо учитывать еще и потери в присоединенных трансформаторах и реакторах. Следует иметь также в виду, что экономическая целесообразность установки специальных средств регулирования напряжения определяется не столько потерями активной мощности, сколько потерями энергии. Поэтому на экономическую оценку будет оказывать влияние продолжительность периодов плохой погоды. Иначе говоря, потери мощности в линии в какой-либо период времени могут оказаться очень большими, но если продолжительность этого периода мала, затраты на установку специальных средств регулирования могут не оправдаться.

Таким образом, значения напряжений, определенные на основе экономической оценки с учетом соображений обеспечения устойчивости и реактивной мощности, могут существенно отличаться от «оптимальной» величины, рассчитанной по минимуму потерь мощности в линии. Результаты расчетов зависят от длины линии, графика нагрузки, расстановки и мощностей шунтирующих реакторов, наличия промежуточных отборов мощности и других факторов. Следовательно, целесообразность применения специальных средств регулирования напряжения при проектировании должна устанавливаться в каждом отдельном случае в зависимости от конкретных условий.

В условиях эксплуатации, т. е. при наличии средств регулирования напряжения, значения напряжений определяются минимумом суммарных потерь мощности в линии и присоединенном оборудовании, а также отмеченными выше соображениями обеспечения устойчивости и реактивной мощности.

**Выход.** Вопрос о целесообразности применения глубокого регулирования напряжения в электропередачах 330—750 кв требует анализа дополнительных факторов, которые не были учтены в статье Е. А. Голубина и Б. Н. Чистякова.

## ОТВЕТ АВТОРОВ

1. Целью нашей статьи была *количественная* оценка изменения полных потерь активной мощности в линиях 500 кв при специальной, т. е. подчиненной задаче оценки снижения потерь мощности, регулирования напряжения.

Целесообразность применения для этой цели специальных средств действительно не доказана в статье, так как

этот вопрос может быть правильно решен только на основании технико-экономических расчетов для конкретной электропередачи.

2. Принятая в расчетах длина линии 500 км взята чисто условно, однако выводы о необходимости специального регулирования напряжения в эксплуатации с использованием

циях сверхпроводящих соленоидов. Для нанесения медного покрытия толщиной 0,02—0,05 мм на диаметр применяется метод электролитического омеднения в сернокислом электролите.

В качестве диэлектрической изоляции выбран полиэфирный лак (толщина покрытия 0,03 мм на диаметр).

Основные параметры сверхпроводящей проволоки сплава 65БТ приведены в таблице.

Цена проволоки: без омеднения и изоляции — 800 руб. за 1 кг; с омеднением без изоляции —

1 200 руб. за 1 кг; с омеднением и изоляцией — 1 300 руб. за 1 кг (ориентировочно).

Ряд организаций изготовили из сплава 65БТ и успешно эксплуатируют сверхпроводящие соленоиды на различные поля: от 20 кэ ( $16 \cdot 10^5$  а/м) до 76 кэ ( $60,8 \cdot 10^5$  а/м). В ИПС ЦНИИЧМ успешно работает электромагнит на поля до 80 кэ ( $64 \cdot 10^5$  а/м).

Таким образом, сплав 65БТ открывает новые возможности для широкого использования сверхпроводимости в технике.



имеющихся средств могут быть распространены на линию любой длины.

Естественно, что при практических расчетах оптимальных уровней напряжения необходимо учитывать и изменение потерь мощности в автотрансформаторах и остальной сети. Кстати, с учетом потерь в прилегающей сети влияние специального регулирования, как правило, будет большим из-за

изменения потерь в этой сети от изменения стока реактивной мощности.

3. Вывод о необходимости учета влияния регулирования напряжения на экономичность работы электропередач 330—750 кВ при проектировании и эксплуатации, по нашему мнению, правомерен даже на основании анализа частного случая, результаты которого приведены в статье.

**Е. А. Голубин и Б. Н. Чистяков**

УДК 338.40:621.3

## ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ОБОСНОВАНИЯ ВЫБОРА ВИДА ЭНЕРГИИ НА БЫТОВЫЕ НУЖДЫ В ГОРОДАХ СССР

(Статья Б. А. Айзенберга и др., «Электричество», 1965, № 11)

Инж. М. И. ГИТМАН

В рассматриваемой статье убедительно показана необходимость объективного технико-экономического сопоставления вариантов использования газа и электроэнергии для приготовления пищи, подогрева воды и отопления жилищ. Правильно утверждение авторов о несостоятельности довода, что применение электропищеприготовления позволяет экономить жилую площадь, довода, подкрепляющего некоторые субъективистские взгляды, но отнюдь не отражающего действительность.

Бесспорны и выводы авторов о том, что электрический нагрев воды и электроотопление жилищ практически во всех случаях экономически нецелесообразны, а применение электрических плит в преобладающем большинстве случаев значительно менее экономично, чем газовых.

Однако, по нашему мнению, разница в расчетных затратах в пользу энергоносителя — газа — должна быть еще больше, чем та, которая получена авторами за счет следующих обстоятельств.

1. Нет оснований считать величину участия стационарной электрической плиты в максимуме нагрузок электрических сетей и системы в размере 1,2 кВт завышенной и принимать ее равной 0,6 кВт. Проверим это, исходя из числа часов использования: применительно к исходным данным статьи годовое потребление электроэнергии одной плитой (на одну квартиру) составит  $300 \times 3,75 = 1120$  кВт·ч. Отсюда число часов использования максимума, равного 1,2 кВт, составит 940 ч в год или в среднем 2,6 ч в сутки. Исходя из самой технологии пищеприготовления, коэффициент неравномерности нагрузки плиты следует принимать не выше 0,5—0,65. При этом число часов ее работы составит 4—5 ч в сутки, что близко к действительности. Величина же участия в мак-

симуме в размере 0,6 кВт соответствует средней продолжительности работы 8—10 ч в сутки, что явно неправдоподобно.

Эта мысль подтверждается также сопоставлением величины участия в максимуме с установленной мощностью электроплиты, которая равна 5,1 кВт. При участии в максимуме, равном 0,6 кВт, отношение этих величин, т. е. коэффициент спроса, составит 0,12, что опять-таки неправдоподобно мало для процесса пищеприготовления, столь жестко привязанного ко времени (и практически совпадающего по времени с максимумом системы).

2. Нельзя согласиться с тем, что применение электропищеприготовления не потребует дополнительных вложений в линии электропередачи, а лишь вызовет дополнительные потери в них благодаря повышению плотности тока против экономической. В действительности линии электропередачи, рассчитанные по экономической плотности тока, продолжают работать и при последующем росте нагрузок, когда плотность значительно превзойдет экономическую. Это предусмотрено и Правилами устройства электроустановок. Таким образом, предпосылка авторов лишает линии электропередачи тех резервов, которые закладываются в них при расчете по экономической плотности тока, что делает варианты несопоставимыми. Методически необходимым является учет вложений в линии электропередачи по мере увеличения их нагрузки при электропищеприготовлении.

Например, район города с жилой площадью 1 млн. м<sup>2</sup> и населением 120 тыс. чел. будет иметь общую коммунальную нагрузку 25 МВт и дополнительную нагрузку электропищеприготовления 40 МВт.

Естественно, это вызовет дополнительные вложения во всех звеньях передачи электроэнергии.

УДК 621.311.153

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАСЧЕТНОГО КОЭФФИЦИЕНТА МАКСИМУМА ПО УСЛОВИЯМ ТЕПЛОВОГО ИЗНОСА ИЗОЛЯЦИИ ПРОВОДНИКОВ

(Статья Х. И. Бракманна, «Электричество», 1965, № 3)

Инж. Б. С. МЕШЕЛЬ

Х. И. Бракманн возражает против замены [Л. 1] изменяющейся нагрузки в интервале  $T=3T_0$  ( $T_0$  постоянная времени нагрева) на осредненную. Он считает, что «этот прием в данном случае неприемлем». Необходимо особо подчеркнуть, что вопросы выбора величины интервала осреднения ввиду их большой сложности разрабатывались в течение ряда лет. Приведем в самом сжатом виде подходы авторов к решению этой задачи.

Возможность принятия интервала  $T$  была показана в [Л. 2] с учетом вероятного коэффициента формы, квадратичной зависимости перегрева от нагрузки и экспоненциального характера температурных кривых. Таким образом, опа-

сения Х. И. Бракманна о том, что эти элементарные соображения были забыты, лишены основания. Рассмотрение показало, что вероятность получения внутри интервала  $T$  перегрева, существенно превышающего осредненный для данного интервала перегрева, весьма мала.

В [Л. 3 и 4] этот вопрос рассмотрен с привлечением теории случайных процессов, в результате чего сделан тот же вывод, что в качестве расчетной можно во всех случаях и с большой надежностью принимать наибольшую из осредненных на интервал  $T$  нагрузок.

В [Л. 5] показано, что если рабочий цикл мал по сравнению с интервалом осреднения, а это имеет место у всех

приемников с неравномерным режимом работы, то корреляционные связи быстро затухают. Это также подтверждает предыдущий вывод.

Таким образом, при трех подходах к решению данной задачи получен один и тот же результат. К такому же результату пришла и комиссия по нагрузкам, в соответствии с чем в основу директивных материалов [Л. 6 и 7] принят максимум средней нагрузки за интервал времени  $T$ . Из сказанного следует, что Х. И. Бракманн ошибается, считая обоснованный с разных точек зрения и получивший широкое распространение принцип максимума средней нагрузки бездоказательным допущением.

Х. И. Бракманн принимает, что распределение перегревов протекает по нормальному закону. С этим нельзя согласиться. Общеизвестно, что упорядоченный график нагрузки приближается к кривой нормального распределения. Но именно из этого и вытекает, что распределение перегревов, находящихся в квадратичной зависимости от нагрузки, никак не может совпадать с такой кривой. Это обстоятельство, несмотря на его очевидность, особо оговорено в [Л. 2].

Указанное допущение, принятое автором в основу определения суммарного теплового износа, может дать результаты, значительно отличающиеся от действительности вследствие того, что последний изменяется в зависимости от перегрева по показательной функции.

Приемлемые результаты могут быть получены, если разбить упорядоченный график на участки, определить на каждом из них перегрев и парциальный износ, на основе чего определяется суммарный износ [Л. 1 и 2].

Х. И. Бракманн не обосновал способы определения двух важнейших в его методе параметров  $T_k$  и  $\varepsilon$ . Известно, что получение из опыта постоянной времени затухания корреляционных связей  $T_k$  затруднительно даже для единичных приемников, не говоря уже о фидерах [Л. 3]. Сделаем, однако, такое мало реальное предположение, что значения  $T_k$  как-то получены для множества типов единичных приемников. Тогда возникает вопрос: как найти  $T_k$  фидера, питающего несколько приемников? Как найти  $T_k$  для наиболее частого случая, когда фидер питает приемники нескольких типов? На основании чего в числовом примере фидера, питающего две резко отличающиеся по своему режиму группы приемников, принято  $T_k=8$  мин?

Эти вопросы требуют ответа и, конечно, такого, из которого было бы ясно, что значения  $T_k$  могут быть получены с приемлемой для массовых обследований и расчетов простотой и достоверностью.

Кроме того, Х. И. Бракманн в первую очередь должен был показать, почему в ранее опубликованных работах [Л. 3 и 4], в которых применен такой же подход к решению задачи, получается, что при  $\frac{T}{T_k}=5$  уже можно рассчитывать по максимуму средней нагрузки, а по его методу получается,

что даже при  $\frac{T}{T_k}=\frac{3 \cdot 40}{8}=15$  этого сделать нельзя.

Х. И. Бракманн привел для числового примера выражение, из которого можно определить  $\varepsilon^2 \bar{\varepsilon}_{120}^2 = 0,26$ . В это выражение несомненно вкрадалась ошибка, так как при  $\varepsilon_{120}=0,18$  получается  $\varepsilon=2,8$  — чрезмерно большая величина. Если же косвенно определить  $\varepsilon$  из приведенного в статье выражения

$$\theta_0 = \frac{\theta_n}{\gamma^2} (1 + \varepsilon^2) = 43,7^\circ \text{C},$$

то при  $\theta_n=55^\circ \text{C}$ ,  $\gamma=1,26$  получается  $\varepsilon \approx 0,5$ . В этот вопрос следует внести ясность.

Рассмотрим пример, приведенный в статье. Фидер 0,38 кв питает  $n_3 = 22$  металорежущих станков  $P_n = 290 \text{ квт}$ . Средняя потребляемая мощность  $\bar{P} = 49,8 \text{ квт}$ ,  $k_n = \frac{\bar{P}}{P_n} = 0,17$ . По статистическому методу

$$\sigma_{\theta(120)} = \frac{0,30 - 0,25 \bar{k}_n}{\sqrt{n_3}} = 0,06 \text{ [Л. 8].}$$

Для кабелей 95—120  $\text{мм}^2$   $T=120$  мин,  $\bar{\varepsilon}_{\theta(120)}=0,03$ . При  $\beta=2,5$  коэффициент спроса  $K_{\theta(120)} = \bar{K}_n + 2,5 \bar{\varepsilon}_{\theta(120)} = 0,245$ ; при

$\cos \Phi = 0,5$  получаем  $I_p(120) = \frac{P_n K_{\theta(120)}}{\sqrt{3} U \cos \Phi} = 214 \text{ а},$  чему соответствует  $3 \times 120 \text{ мм}^2$ . При  $\beta_p=1,5 K'_{\theta(120)} = \bar{K}_n + 1,5 \bar{\varepsilon}_{\theta(120)} = 0,215$ ;  $I_p = 190 \text{ а};$  кабель  $3 \times 95 \text{ мм}^2$ . Расчетная вероятность максимума равна 0,065.

По кривым [Л. 6], получившим повсеместное применение, коэффициент максимума полчасовой длительности для  $K_n=0,17$  и  $n_3=22 K_{\theta(30)}=1,55$ ;  $K_{\theta(120)}=1,275$ :

$$K'_{\theta(120)} = \bar{K}_n k_{\theta(120)} = 0,217 \approx 0,215.$$

Этот пример и много других сопоставительных расчетов показали хорошее совпадение кривых [Л. 6] с результатами, получаемыми по статистическому методу с учетом теплового износа изоляции. Это не случайно, так как любой метод, говорит ли он об этом прямо или не говорит, не может обойти вопросы теплового износа. В самом деле, выбирая вероятность расчетной нагрузки в нашем случае равной 0,065, мы этим уже предопределяем наличие зоны перегрузки и, следовательно, повышенного теплового износа шириной  $0,065 T_F$  ( $T_F$  — фонд рабочего времени) и зоны пониженного износа  $0,935 T_F$ .

Суммарный износ получился равным 0,54, максимальный перегрев  $80^\circ \text{C}$  или  $\sim 1,5 \theta_n (\Theta_n=55^\circ \text{C}$  номинальный для данного кабеля перегрев). Таким образом, для ряда случаев [Л. 2] подтверждена принятая Г. М. Каляовым и М. К. Харчевым вероятность расчетного максимума 0,05. В [Л. 1 и 2] показано, что для других случаев можно было бы пойти на большее использование нагрузочной способности проводников, однако это потребовало бы более углубленного исследования законов теплового износа различных видов изоляции.

Для этого же примера Х. И. Бракманн получил относительный износ 2,2 и максимальный перегрев  $88,4^\circ \text{C}$ . Неправильное установление закона распределения перегревов, неясность способа определения  $T_k$  и  $\varepsilon$  не дают возможности проанализировать причину столь большого расхождения в оценке величины износа. Тем не менее Х. И. Бракманн считает, что это расхождение является подтверждением того, что расчетные нагрузки и сечения, получающиеся по статистическому методу, а следовательно, по [Л. 6] и по практическим идентичным им кривым М. К. Харчева, занижены. Между тем многолетний период применения их во многих отраслях промышленности не дал случаев преждевременного выхода запроектированных кабелей из строя из-за заниженных расчетных нагрузок.

Исследования, которые здесь не приводятся из-за ограниченности места, показали, что в действительности тепловые износы и перегревы значительно меньше допустимых. В самом сжатом виде физические обоснования высказанного положения таковы.

В работах по износу изоляции принимается два упрощающих условия: коэффициент использования данного фидера  $K_{\theta n}$  равен  $\bar{K}_n$  и расчетная нагрузка в точности равна номинальной для выбранного сечения проводника нагрузки. Между тем каждая категория приемников характеризуется гаммой коэффициентов использования, отличающейся к тому же большим размахом вариации.

Поэтому при проектировании  $\bar{K}_n$  выбирается из этой гаммы с таким расчетом, чтобы вероятность его превышения была весьма мала (5—8%) [Л. 7]. Из этого следует, что вероятность того, что  $K_{\theta n}$  данного единичного фидера будет равна  $\bar{K}_n$ , весьма мала, а при питании этим фидером приемников нескольких категорий эта вероятность стремится к нулю. Вероятность второго условия также мала. Отсюда следует, что указанные упрощения накладывают тяжелые условия, вероятность совпадения которых неоспоримо близка к нулю.

Применение теории ошибок показало, что при характеристике для каждой категории приемников гамме  $K_{\theta n}$  и интервале допускаемых нагрузок существующей шкалы сечений проводников действительные максимальные перегревы снижаются на 20—25% по сравнению с вычисляемыми. В нашем случае вместо  $80^\circ \text{C}$  они снижаются до  $60$ — $64^\circ \text{C}$  и соответственно с этим износ вместо 0,54 снижается до 0,12—0,15 от износа, получающегося при длительной нагрузке номинальным током.

Следует, кроме того, учсть, что  $\bar{K}_n$  определяется по наибольшей нагруженной смене. В подавляющем большинстве

предприятий, кроме непрерывных производств, коэффициент энергоспользования редко достигает 0,85. Расчеты показывают, что при этом годовой износ еще более снижается и составляет лишь 5—10% естественного.

**Выводы.** 1. Х. И. Бракманн, не проанализировав теоретические обоснования принципа осредненного максимума, приведенные в работах ряда авторов, и длительный опыт практического применения директивных материалов, в основу которых он был положен, счел возможным отвергнуть этот принцип, не приведя для этого ни одного достаточно серьезного довода.

Автор допустил принципиальную ошибку, приняв, что распределение перегревов протекает по нормальному закону.

В его статье не показано, как получать из опыта значения  $T_k$  и какими ими пользоваться в решении разнообразных задач проектирования. Не дан вывод выражения для  $\varepsilon$ .

Непонятно, как можно было в числовом примере, оперируя произвольно принятым значением важнейшего параметра его метода  $T_k$  и, по-видимому, ошибочной величиной  $\varepsilon$ , спорить результаты, получающиеся по другим методам, и даже сделать общий вывод о том, что они дают заниженные расчетные нагрузки.

Все сказанное свидетельствует о том, что сейчас еще нельзя говорить о сопоставлении предлагаемого метода с существующими, так как еще неясна правомерность его отправных точек.

2. Однако уже сейчас можно утверждать, что нагрузочная способность промышленных сетей не только не превышена принятыми методами расчетов, но и не донспользована. Это объясняется природой электрических нагрузок: разбросами значений  $K_n$ , неравномерностью суточных годовых графиков и т. п. Учет этих вполне реальных обстоятельств оказывает, как это видно из изложенного, значительно боль-

шее влияние, чем попытки скрупулезного уточнения теплового износа, сделанные на основе умозрительных исходных данных.

Дальнейшее использование нагрузочной способности, возможное для больших значений  $\varepsilon$ , ограничивается, как показано в [Л. 1 и 2], не тепловым износом, а предельно допустимым перегревом, величина которого должна быть установлена совместно со специалистами кабельной промышленности.

### Литература

- Мешель Б. С., О выборе вероятности расчетного максимума, «Электричество», 1962, № 4.
- Волобринский С. Д., Калялов Г. М., Клейн П. И. и Мешель Б. С., Электрические нагрузки промышленных предприятий, «Энергия», 1964.
- Калялов Г. М., Расчетная нагрузка фидера электрической сети, Известия вузов, Электромеханика, 1961, № 11 и 12.
- Калялов Г. М., Теория случайных процессов и расчет нагрузок заводских электрических сетей, Известия вузов, Электромеханика, 1964, № 3.
- Гнеденко Б. В., Теоретико-вероятностные основы статистического метода определения нагрузок, Вестник вузов, Электромеханика, 1961, № 1.
- Временные Руководящие указания по определению электрических нагрузок промышленных предприятий, Госэнергоиздат, 1961.
- Методические указания по обследованию электрических нагрузок промышленных предприятий, БТИ ОРГРЭС, 1964.
- Мешель Б. С., Расчетные нагрузки цеховых сетей, «Электричество», 1964, № 3.



## НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА „ЭНЕРГИЯ“

**Витенберг М. И. Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи.** Изд. 3-е, переработ. и доп. 1966. 723 с. с илл. 2 р. 35 к. в перепл.

**Голубев М. Л. Реле прямого действия.** 1966. 92 с. с илл. 17 к. (Библиотека электромонтера. Вып. 200). 17 к.

**Гугоров М. М. Сборник задач по основам светотехники.** Учебное пособие для энергетических и электротехнических вузов и факультетов. 1966. 176 с. с илл. 52 к. в перепл.

**Зевакин А. И. Комплектные трансформаторные подстанции 6—10/0,4 кв.** 80 с. с илл. (Библиотека электромонтера. Вып. 201). 14 к.

**Ключев В. И. Автоматизация реверсивных электроприводов (подъемно-транспортные машины).** 1966. 144 с. с илл. (Библиотека по автоматике. Вып. 196). 39 к.

**Левченко М. Т. и Черняев П. Д. Индукционные реле тока.** 1966. 56 с. с илл. (Библиотека электромонтера. Вып. 199). 10 к.

**Милош Штафль. Электродинамические задачи в электрических машинах и трансформаторах.** Перевод с чешского. 1966. 200 с. с илл. 66 к.

**Поспелов Д. А. Игры и автоматы.** 1966. 136 с. с илл. (Библиотека по автоматике. Вып. 188). 35 к.

**Применение гальваномагнитных элементов в релейной защите и автоматике.** 1966. 120 с. с илл. (Библиотека по автоматике. Вып. 181). 31 к. Авт.: Н. И. Овчаренко, В. Г. Дорогунцев, Э. И. Басс и В. В. Будкин.

**Чугин Ю. И. Помехоустойчивость частотных систем телемеханики,** 1966. 112 с. с илл. (Библиотека по автоматике. Вып. 184). 30 к.

**По вопросу приобретения книг следует обращаться в ближайшие книжные магазины.**

## НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СЕМИНАР «УПРАВЛЯЕМЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ ВЕНТИЛИ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ И ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКЕ»

С 21 по 26 февраля 1966 г. в Ленинграде проводился семинар по применению управляемых кремниевых вентилей (тиристоров) в электроприводе и промышленной автоматике, организованный ленинградским Домом научно-технической пропаганды, ЛЭТИ имени В. И. Ленина, Институтом электромеханики, ЛПИ имени М. И. Калачина и ЛИТМО.

В работе семинара приняли участие 870 представителей от 292 организаций из 62 городов страны. Было заслушано 30 докладов и 25 сообщений и проведено несколько экскурсий в научно-исследовательские лаборатории. Содержание докладов и сообщений охватывало пять основных направлений.

1. Вопросы создания и характеристики новых типов вентилей (тиристоров), перспективы их развития и применения в автоматизированных системах электропривода.

В докладе доктора техн. наук, проф. А. В. Башарина (ЛЭТИ) были указаны три основных направления применения тиристоров, освещены вопросы их использования в системах электропривода в СССР и за рубежом, а также аргументированы основные проблемы в области тиристорного электропривода. Кандидат техн. наук Ю. А. Евтеев (ФТИ АН СССР) в своем докладе подвел итоги работ по созданию новых типов симметричных и полностью управляемых вентилей; а также вентилей на более высокие обратные напряжения и прямые токи.

О перспективах освоения промышленностью новых типов вентилей и их характеристиках доложил на семинаре инж. А. Д. Булкин ( завод «Электровыпрямитель»).

2. Широтно-импульсные системы тиристорного электропривода, схемы их построения, основные параметры, методы исследования и расчета. С докладом на эту тему выступил инж. Л. А. Шпиглер (УкрНИИСП, Одесса). Инж. В. В. Андрушук и В. В. Андрушук (ЛПИ) доложили о результатах исследования прецизионной системы электропривода. Вопросам создания систем широтно-импульсного регулирования был посвящен также ряд других докладов и сообщений.

3. Системы «управляемый тиристорный выпрямитель — двигатель». Методы их построения и расчета.

Вопросы создания таких систем, а также их характеристики и свойства были освещены в докладах доктора техн. наук В. А. Шубенко, к. т. н. В. Г. Сазонова и инж. М. И. Стального (УПИ, Свердловск), к. т. н. В. Д. Барышникова (ЛЭТИ), инж. А. М. Лебедева, В. А. Найдиса, Р. Т. Орлова, В. Ф. Юферова (ЭНИИМС, Москва) и др.

4. Системы частного регулирования электроприводов переменного тока на тиристорах.

Это направление было наиболее популярным на семинаре по числу докладов и сообщений.

Анализу электромагнитных процессов в инверторах был посвящен доклад к. т. н. Т. А. Глазенко (ЛИТМО, Ленинград), о регулируемых реверсивных приводах с тиристорным преобразователем доложили О. Н. Ощепков, П. А. Ровинский и В. А. Щедрович (Институт электромеханики, Ленинград). В ряде докладов рассматривались вопросы обеспечения законов частотного регулирования, методы оценки потерь, способы построения систем управления тиристорными преобразователями и другие проблемы.

5. Применение тиристоров в системах электропривода и промышленной автоматики в различных отраслях производства. В докладе к. т. н. Ф. Н. Голубева и инж. В. А. Новикова (ЛЭТИ) при-

водились характеристики тиристорных систем электропривода для бумагоделательных машин, а в докладе к. т. н. В. Д. Барышникова и др. были представлены расчеты системы тиристорного регулятора соотношения скоростей секций машины. Кандидат техн. наук Я. Ю. Солодухо, инж. С. Н. Плеханов и А. Х. Шоруков (Тяжпромэлектропроект, Москва) доложили о системе тиристорного электропривода моталки провалочного стана 250. В других докладах были сообщены сведения о тиристорных автоматах для гальваноцехов, преобразователях частоты для электротермических установок, импульсном регулировании тяговых двигателей и применении тиристорных электроприводов в станкостроении.

Вопросы надежности тиристорных электроприводов рассматривались в докладе Ю. Н. Егорова и В. А. Баркова (ЛПИ). Схемам защиты тиристоров был посвящен доклад инж. Л. Г. Агоханова (ЛЭТИ) и А. Н. Кривцова (ЛПИ).

В принятом на семинаре решении наряду с достигнутыми успехами в области использования тиристоров в системах электропривода и промышленной автоматики были отмечены недостатки, тормозящие теоретические и экспериментальные исследования этих систем.

Недостаточно проводится технико-экономических исследований и исследований по надежности систем тиристорного электропривода, что затрудняет выполнение задач по созданию типовых схем, элементов и функциональных блоков на тиристорах.

Промышленность все еще не удовлетворяет растущие потребности в тиристорах в отношении номенклатуры и качества выпускаемых изделий. Велик разброс характеристик элементов одного класса, недостаточно количество параметров, указываемых в паспортах приборов. Медленны темпы освоения новых перспективных типов вентилей (симметричных и полностью управляемых).

Отсутствует выпуск и не налажено проектирование типовых элементов для комплектации тиристорных преобразователей.

На семинаре также было высказано мнение о целесообразности разработки и создания унифицированных блоков и типовых систем тиристорного электропривода с широким диапазоном мощностей.

В целях улучшения организации работ в области электропривода и промышленной автоматики участники семинара считают необходимым издать полную информацию по выпускаемым нашей промышленностью тиристорам, периодически издавать информацию по разработанным и внедренным в производство тиристорным установкам. Разработать и внести соответствующие дополнения в ГОСТ 7624-62 на условные обозначения различных типов тиристоров, типовых элементов дискретной техники (триггер, мультивибраторы, блокинг-сепараторы и др.) и типовых логических элементов.

Семинар еще раз подчеркнул в своем решении крайнюю необходимость организации периодического издания журнала «Автоматизированный электропривод», в котором могли бы быть своевременно и наиболее полно освещены новейшие достижения в области тиристорного электропривода.

Большинство докладов семинара было опубликовано в сборнике «Управляемые кремниевые вентили (тиристоры) в электроприводе и промышленной автоматике».

Кроме того, к семинару был подготовлен и издан «Указатель литературы по тиристорам и их применение в системах промышленной автоматики», содержащий 227 названий литературных источников.

А. В. Башарин, Ю. А. Сабинин, Т. А. Глазенко,  
С. А. Ковчин, О. И. Шацкило

## Профессор А. В. БАШАРИН

(К 50-летию со дня рождения)

В июне 1966 г. исполнилось 50 лет со дня рождения и 25 лет научной и педагогической деятельности доктора технических наук, профессора Артемия Васильевича Башарина, широко известного специалиста в области автоматизированного электропривода.

А. В. Башарин родился в Киеве в рабочей семье. Трудовую деятельность он начал 15-летним подростком. В 1935 г. по окончании рабфака А. В. Башарин поступает в Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) и в 1940 г. досрочно его оканчивает. В годы Великой Отечественной войны Артемий Васильевич участвует в боях на Ленинградском фронте. После тяжелого ранения оставляет армию. Его направляют на ответственную партийную работу в ЦК Компартии Таджикистана. По окончании войны он возвращается в Ленинград, поступает в аспирантуру и досрочно защищает диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Учебную работу на кафедре А. В. Башарин успешно совмещает с работой на заводе «Электросила», где он руководит расчетной группой и разрабатывает ряд методик расчета и проектирования нелинейных систем автоматизированного электропривода.

Разработанные А. В. Башарином инженерные методы вошли составной частью в руководящие технические материалы многих конструкторских бюро, научно-исследовательских и проектных институтов страны.

За работу по определению переходных процессов и синтеза нелинейных систем автоматического управления А. В. Башарину в 1956 г. присуждается степень доктора технических наук. В этом же году он избирается заведующим кафедрой «Электропривод и автома-



тизация промышленных установок» Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина). Возглавив школу основоположника теории и практики электропривода заслуженного деятеля науки и техники РСФСР профессора С. А. Ринкевича, А. В. Башарин успешно продолжает и развивает научные традиции своего учителя. Последующая его деятельность сосредоточивается главным образом, на развитии теории и методов расчета современных нелинейных систем управления и регулирования.

Всего А. В. Башарином опубликовано свыше 35 работ, некоторые из них изданы в Англии, Болгарии, Польше, Чехословакии и некоторых других странах. Его книги «Расчет динамики и синтез нелинейных систем управления» и «Примеры расчета автоматизированного электропривода» широко известны.

Н. П. Богородицкий,  
М. П. Костенко, В. Г. Кепперман, И. И. Петров, В. В. Рудаков,

Ю. А. Сабинин, А. В. Фатеев, М. Г. Чиликин

и стали настольными книгами многих инженеров и научных работников. Созданная на базе двух кафедр комплексная отраслевая лаборатория автоматизации промышленности, руководимая А. В. Башарином, установила тесные производственные связи с заводами, конструкторскими бюро и научно-исследовательскими институтами.

Большое внимание профессор Башарин уделяет учебной методической работе, связанный с развитием специальности и улучшением подготовки специалистов по электроприводу и автоматизации промышленных установок. Под его руководством воспитывались сотни инженеров и молодых научных работников, многие из которых занимают руководящие посты в промышленности, конструкторских и научных организациях.

Научную и преподавательскую работу Артемий Васильевич сочетает с активной общественной деятельностью. Несколько раз он избирался членом Пленума Петроградского райкома КПСС, многократно входил в состав парткома Института, является членом методического научно-технического совета Министерства высшего и среднего специального образования СССР, участвует в организации и руководстве семинаров по проблемам автоматизированного электропривода.

За заслуги на фронтах Отечественной войны и за плодотворную трудовую деятельность Артемий Васильевич награжден орденами Трудового Красного Знамени, Красной Звезды и пятью медалями.

Своей многогранной деятельностью, ясной логикой в решении научных вопросов, партийной принципиальностью и большим упорством в достижении цели А. В. Башарин завоевал всеобщее глубокое уважение.

## Профессор Л. Д. БЕЛЬКИНД

(К 70-летию со дня рождения)

И исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, заслуженного деятеля науки и техники, профессора Льва Давидовича Белькинда — одного из первых советских специалистов в области светотехники, виднейшего деятеля историко-технической науки.

Инженерная и научная деятельность Л. Д. Белькинда началась в 1919 г. после окончания Харьковского политехнического института. В 1923 г. он переезжает на работу в Москву и принимает активнейшее участие во всех начинаниях и мероприятиях, связанных

с развитием светотехники в СССР. Вначале он работал в Главэлектро ВСНХ, а затем в Электротресте Центрального района, участвуя в проектировании первой в СССР серии светильников. Им написана книга о светильниках, переработанная в 1940 г. в учебнике.

В 1927—1928 гг. Л. Д. Белькинд — главный инженер арматурной фабрики. В это же время он начинает преподавание на электротехническом факультете МВТУ; в течение почти 40 лет его педагогическая и научная деятельность тесно связана с Московским энергетическим институтом.

В 1930—1933 гг. Л. Д. Белькинд работает техническим директором завода осветительной аппаратуры «ЭлектроСовет», а с 1933 г. он приглашается на должность главного светотехника Моссовета и принимает активное участие в реконструкции электрического освещения столицы, входит в состав правительственный комиссий по приему станций метрополитена, зданий Дома Совнаркома СССР и гостиницы «Москва», является членом Комиссии АН СССР по реконструкции Москвы.

Л. Д. Белькинд — один из инициаторов проведения первой Всесоюзной

светотехнической конференции (1927 г.), сыгравшей важную роль в развитии советской светотехники. Много внимания уделял Лев Давидович вопросам терминологии светотехники и утверждению международной терминологии; им был составлен четырехязычный словарь, получивший признание инженерно-технической общественности. Он был членом редколлегии и редактором отдела светотехники Технической энциклопедии.

Под редакцией Л. Д. Белькинда издано более двух десятков технических словарей, немало способствовавших ознакомлению советских инженеров и студентов с зарубежной технической литературой.

Лев Давидович неоднократно представлял отечественную светотехнику на Международных светотехнических конгрессах, был членом Всесоюзного Комитета по участию СССР в Международных энергетических объединениях.

С 1932 по 1938 г. он был редактором журнала «Светотехника».

Велики заслуги Л. Д. Белькинда перед советской высшей школой. Он работал заместителем начальника Главного управления учебными заведениями (ГУУЗ) Наркомтяжпрома, председателем программно-методической комиссии ГУУЗ. В течение ряда лет Л. Д. Белькинд был заместителем директора Московского энергетического института по учебно-научной работе; с 1929 г. по 1948 г. он возглавлял кафедру светотехники МЭИ, был первым деканом электрофизического факультета.

В 1938 г. Л. Д. Белькинду была присуждена учченая степень доктора техни-



ческих наук, а в 1948 г. он был удостоен почетного звания заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

С 1948 г. в течение 15 лет Лев Давидович возглавлял кафедру истории техники МЭИ. Под его руководством был издан первый в нашей стране учебник по истории энергетической техники и разработана методика преподавания этого курса на всех факультетах МЭИ.

Исключительное значение имеют труды Л. Д. Белькинда в области истории науки и техники, в частности электротехники. Он по праву считается одним из пионеров советской историко-технической науки. Широко известны его

фундаментальный труд о жизни и деятельности замечательного электротехника П. Н. Яблочкива, очерки и монографии о русских и советских электротехниках В. В. Петрове, М. О. Доливо-Добровольском, В. Н. Чижикове, А. Н. Лодыгине, К. А. Круге, К. И. Шенфере. Он один из авторов и редакторов двухтомной монографии «История энергетической техники СССР». В последние годы им опубликованы монографии о выдающихся американских электротехниках Т. А. Эдисоне и Ч. П. Штейнмеце.

Много сделано Л. Д. Белькиндином и для подготовки научных кадров. Под его руководством подготовили и успешно защищили диссертации многие аспиранты, инженеры и научные сотрудники. Будучи энциклопедически образованым человеком, Л. Д. Белькинд всегда охотно делится своими знаниями с многочисленными учениками и товарищами по работе, показывая пример внимательного и заботливого отношения к молодежи. Исключительное трудолюбие, скромность и добросовестность — замечательные черты Л. Д. Белькинда как человека и ученого. Лев Давидович — член КПСС с 1939 г. Он всегда принимал активное участие в общественной жизни института.

За многолетнюю научную и педагогическую деятельность в высшей школе Л. Д. Белькинд награжден орденами Трудового Красного Знамени, «Знак почета» и медалями СССР.

Поздравляя Льва Давидовича с 70-летием со дня рождения, желаем ему доброго здоровья и больших творческих успехов.

М. Д. Бочарова, В. А. Веников, О. Н. Веселовский, П. А. Ионкин, Б. М. Кедров, И. Я. Конфедератов, Б. Г. Кузнецов, В. В. Мешков, В. С. Пантюшин, С. Я. Плоткин, Д. В. Разевиг, А. С. Федоров, В. А. Фабрикант, А. М. Федосеев, Н. В. Цедерберг, А. А. Чеканов, Г. И. Ашкенази, А. В. Яроцкий, М. Г. Чиликин, Я. А. Шнейберг

УДК 621.313

## Профессор А. Н. Милях

(К 60-летию со дня рождения)



В августе 1966 г. исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет инженерной, научно-педагогической и общественной деятельности директора Института электродинамики АН УССР члена-корреспондента АН УССР Александра Николаевича Миляха.

А. Н. Милях окончил в 1931 г. Харьковский электротехнический институт, в котором оставался на педагогической и научно-исследовательской работе до 1941 г. В 1936 г. он защитил кандидатскую диссертацию.

В 1941 г. Александр Николаевич перешел на работу в Институт энергетики АН УССР (из которого выделился в 1947 г. Институт электротехники, преобразованный с 1964 г. в Институт электродинамики).

А. Н. Милях выполнил ряд исследований в области теории электрических цепей, разработав еще в 30-х годах эффективные матричные методы расчета

normalных и аварийных электрических режимов сложных энергосистем. Эти методы оказались особенно полезными при решении указанных задач с помощью электронных цифровых вычислительных машин.

В своей докторской диссертации, защищенной в 1954 г., Александр Николаевич развил оригинальную теорию электродинамических систем с тремя степенями свободы движения.

В последние годы А. Н. Милях и руководимый им отдел Института развернули научные исследования и прикладные разработки по электромагнитным и полупроводниковым устройствам автоматики. Созданы и переданы в серийное производство устройства для бесконтактного реверсирования тока в гальванических ваннах, позволяющие в 2—3 раза повысить производительность гальванических цехов; разработаны полупроводниковые преобразователи

частоты для регулируемого электропривода и других применений; успешно применяются на железнодорожном транспорте разработанные под руководством Александра Николаевича индуктивно-емкостные преобразователи для стабилизации тока в цепях питания автоблокировок и др.

А. Н. Милях руководит в АН УССР комплексной проблемой «энергетика и электрификация» и возглавляет секцию Научного совета АН УССР по магнитогидродинамическому способу преобразования тепловой энергии в электрическую.

В 1961 г. Александр Николаевич был избран членом бюро отделения технических наук АН УССР, а в настоящее время является членом бюро отделения физики АН УССР.

Институт электродинамики АН УССР под руководством А. Н. Миляха сформировался как научный центр республики по исследованию ряда вопросов генерирования и преобразования электромагнитной энергии. Эти исследования проводятся в содружестве с заводами и научно-исследовательскими институтами электропромышленности,

с энергосистемами, проектными и научно-исследовательскими институтами Министерства энергетики и электрификации СССР и УССР.

Александру Николаевичу принадлежит свыше 70 научных работ, в числе которых 2 монографии и 16 изобретений. Он является членом КПСС и принимает активное участие в общественной работе.

А. Н. Милях награжден орденом «Знак почета» и медалью «За доблестный труд в Великой Отечественной войне 1941—1945 гг.».

А. И. Адаменко, Е. А. Андриевский, Ф. Б. Гриневич, А. А. Карпенко, Б. Е. Кубышин, Р. В. Линдценберг, А. Д. Нестеренко, Б. Е. Патон, И. М. Постников, И. М. Сирота, В. С. Скрябинский, Н. Е. Февралева, Л. В. Цукерник, А. К. Шидловский

УДК 621.313

## Профessor Иван Матвеевич ПОСТНИКОВ

(К 60-летию со дня рождения)

В сентябре 1966 г. исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Ивана Матвеевича Постникова.

Свою трудовую деятельность И. М. Постников начал в 1919 г. в волостном совете Буйского района Коцгромской области, затем учился в профтехшколе и работал слесарем на ленинградских заводах. В 1932 г. он окончил Ленинградский политехнический институт, в 1936 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1943 г. — докторскую. В 1945 г. Иван Матвеевич был утвержден в звании профессора.

До 1950 г. И. М. Постников работал в Ленинградском политехническом институте, а затем на протяжении последних 16 лет трудится на Украине.

Широкому кругу читателей И. М. Постников известен как автор книг «Проектирование электрических машин» (1952 и 1960 гг.), «Выбор оптимальных размеров в электрических машинах» (1952 г.), «Электрические машины» (краткий курс) (1960 г.), «Электрические машины» (специальный курс) (1960 г.).

Научные интересы Ивана Матвеевича охватывают широкий круг вопросов экономики электрических машин и трансформаторов, нагревания и охлаждения их, переходных процессов, механических усилий в электрических машинах, применения массивных полюсов в синхронных машинах и массивных



роторов в асинхронных двигателях, систем возбуждения компаундированных синхронных двигателей и методов исследования однофазных конденсаторных двигателей.

По инициативе И. М. Постникова в Институте электродинамики АН УССР, где он заведует отделом магнитной гидродинамики и электромеханических систем, проведены ис-

следования асинхронных двигателей малой мощности и, в частности, однофазных конденсаторных двигателей, а также развернуты работы по магнитной гидродинамике.

Глубокие теоретические исследования электромагнитного поля, паразитных моментов и потерь от высших гармоник, машин с массивными роторами, нагревания электрических машин позволили дать ценные рекомендации по конструированию мощных турбогенераторов. И. М. Постников является автором более 70 работ.

За 32 года педагогической работы в вузах под руководством Ивана Матвеевича подготовлено более тысячи инженеров-электромехаников и более 40 кандидатов технических наук.

И. М. Постников принимает активное участие в общественной жизни Института электродинамики АН УССР, Киевского политехнического института, где он руководит кафедрой электрических машин в работе Научно-технического общества электропромышленности, общества «Знание». На протяжении ряда лет он являлся членом редколлегии журнала «Электричество».

Глубоко преданный делу построения коммунизма в нашей стране, воспитанник Ленинского комсомола, член КПСС с 1928 г., народный ополченец в грозные дни защиты Ленинграда И. М. Постников является ярким примером беззаветного служения советскому народу.

А. И. Адаменко, Е. А. Андриевский, Ф. Б. Гриневич, А. А. Карпенко, Б. Е. Кубышин, Р. В. Линдценберг, А. Н. Милях, А. Д. Нестеренко, И. М. Сирота, В. С. Скрябинский, Н. Е. Февралева, Л. В. Цукерник, А. К. Шидловский

**Григорий Иосифович АТАБЕКОВ**

16 июня 1966 г. после тяжелой и продолжительной болезни скончался лауреат Государственной премии, доктор технических наук, профессор Григорий Иосифович Атабеков.

Г. И. Атабеков родился 20 мая 1908 г. в Ереване. В 1930 г. окончил электромеханический факультет Тбилисского политехнического института. Еще будучи студентом, он обнаружил склонность к исследовательской работе. В результате работы над курсовыми проектами по гидравлическим машинам и электрическим трансформаторам появились его первые печатные труды.

До 1935 г. Г. И. Атабеков работал в должности старшего инженера Закэнерго и одновременно преподавал электротехнические дисциплины в Закавказском индустриальном институте. Переехав в 1935 г. в Москву, он работал в Мосэнерго, Теплоэлектроцентре, Центральной научно-исследовательской электротехнической лаборатории ЦНИИЭЛ и одновременно продолжал педагогическую работу.

В эти годы инженерной деятельности им был разработан ряд новых типов малорелейных схем защит. Результаты этих работ были опубликованы в периодической печати и в большинстве своем внедрены в промышленность.

В 1938 г. решением ученого совета Московского энергетического института Г. И. Атабекову присвоена ученая степень кандидата технических наук без защиты диссертации по совокупности научных трудов и изобретений; в 1938 г. он был утвержден в ученом звании доцента.

В октябре 1940 г. Г. И. Атабеков зачисляется в докторантuru Академии наук СССР, которую заканчивает в ноябре 1942 г., защитив докторскую диссертацию на тему «Проблема создания малорелейных защит в электрических системах». В 1943 г. он был утвержден в ученом звании профессора.

С 1945 г. Г. И. Атабеков работал в Центральной научно-исследовательской лаборатории Министерства электро-



станции СССР, где им разрабатывалась первая отечественная безынерционная направленная высокочастотная защита. Впоследствии эта защита была доведена до промышленного образца и установлена на линиях Куйбышевская ГЭС—Москва. На этих же линиях по схеме, разработанной при участии Г. И. Атабекова, была установлена фильтровая направленная защита.

С 1946 г. Г. И. Атабеков занимает должность заведующего кафедрой электротехники и электрических машин Московского авиационного института имени С. Орджоникидзе. Вскоре после перехода Г. И. Атабекова в МАИ им была создана новая кафедра теоретических основ электротехники, которую он возглавил. Широкую известность приобрел учебник Г. А. Атабекова по теоретическим основам, 3-е издание 1-й части которого скоро должно выйти из печати.

На всем протяжении своей деятельности Г. И. Атабеков совмещал педагогическую работу с научно-исследовательской.

Под его руководством было выполнено большое число научно-исследовательских работ по заданиям промышленности.

Г. И. Атабеков является автором более 40 оригинальных изобретений, многие из которых внедрены в промышленность.

В 1950 г. Г. И. Атабеков был удостоен Государственной премии за разработку и освоение серийного выпуска быстродействующей фильтровой высокочастотной защиты электросетей.

В 1958 г. за монографию «Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей» ему была присуждена премия имени П. Н. Яблочкива Академии наук СССР.

В 1960 г. издательством «Советское радио» была выпущена в свет монография Г. И. Атабекова «Теория линейных электрических цепей», являющаяся настольной книгой инженеров и научных работников. Она переведена на ряд иностранных языков и издана в Пекине, Варшаве и Лондоне.

Блестящий педагог и выдающийся научный работник Г. И. Атабеков постоянно заботился о подготовке научных кадров. Под его руководством было выполнено и защищено свыше 30 кандидатских и докторских диссертаций. Многие его ученики в настоящее время возглавляют кафедры и научно-исследовательские лаборатории.

Г. И. Атабеков был членом редакционных коллегий журналов «Электротехника», «Известия вузов СССР (Энергетика)», «Изобретательство в СССР».

Свободно владея иностранными языками, он редактировал ряд переводных монографий.

С 1955 по 1959 г. он являлся членом экспертной электротехнической комиссии ВАК МВО СССР.

Вся жизнь коммуниста Г. И. Атабекова является ярким примером беззаветного служения советской науке. Талантливый ученый, педагог и инженер, исключительно чуткий и отзывчивый товарищ, человек огромной энергии и эрудиции — таким останется Григорий Иосифович в памяти тех, кто знал его и работал с ним.

**Коллективы кафедр теоретических основ электротехники и электрических машин  
МАИ**

**Редакция и редколлегия журнала  
«Электротехника»**

ДИССЕРТАЦИИ<sup>1</sup>

## НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

СЕВЕРО-ЗАПАДНЫЙ ЗАОЧНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ  
ИНСТИТУТ

**В. А. Иванченко** защитил 1 июня 1964 г. диссертацию на тему «Исследование двухэлектродных разрядных промежутков и их использование для создания мощных высоковольтных ртутных вентиляй». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Б. М. Шляпинников и к. т. н. С. А. Оболенский.

Двухэлектродный разрядный промежуток может быть использован для создания мощных высоковольтных вентиляй во всех случаях, когда при допускаемой вероятности обратных зажиганий, равных примерно  $10^{-7}$ , заданное рабочее напряжение не превышает 120—130 кв. При этом средний ток анода может составлять по крайней мере 300—400 а. Применение несекционированных анодных узлов обеспечивает высокую экономическость вентиля и особенно целесообразно в тех случаях, когда необходимы отсутствие пропусков зажигания, высокая перегрузочная способность и низкий потенциал зажигания вентиля. Электрическая прочность разработанных двухэлектродных разрядных промежутков значительно превышает прочность отдельных секций существующих секционированных анодных узлов.

ЛЬВОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**И. Н. Лисицкая** защитила 15 июня 1964 г. диссертацию на тему «Анализ нелинейных электрических цепей с отрицательными сопротивлениями». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Г. Е. Пухов, д. т. н., проф. Ю. Т. Величко и проф. Н. Г. Максимович.

В диссертации анализируются схемы постоянного тока с одним нелинейным элементом, имеющим участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Показано, что в цепи, содержащей нелинейный элемент с падающим участком статической вольт-амперной характеристики и произвольный реактивный двухполюсник, можно получить достоверный вывод об устойчивости положения равновесия на падающем участке характеристики, не зависящий от учета малых параметров схемы. С целью определения возможных режимов исследована схема с нелинейным элементом и произвольным двухполюсником с двумя реактивными элементами. Полученные данные позволяют проанализировать любую конкретную схему с двумя реактивными элементами, а также синтезировать схемы с заранее заданными свойствами.

Произведен расчет схем генераторов на элементах с отрицательным сопротивлением и резонансным контуром. Полученные данные позволяют определить параметры генератора как в области гармонических колебаний, так и в области резко несинусоидальных. Произведена оценка влияния формы вольт-амперной характеристики на свойства генератора. Проанализирована триггерная схема на двух туннельных диодах. Рассчитано время переключения в зависимости от параметров схемы и определены условия, обеспечивающие правильность работы схемы при асимметрии характеристик туннельных ди-

дов. Оценено влияние изменения напряжения питания на время переключения схемы.

**И. А. Рудных** защитил 14 октября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование трехпоточной электромеханической передачи при обращении режима электрических машин». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. Е. Троп и к. т. н., доц. С. В. Сергеев.

Исследованы особенности трехпоточной электромеханической передачи с применением электрической машины двойного вращения и использованием режима обращения электрических машин. Применение таких машин создает условие для получения параллельного электромагнитного потока мощности с высоким к. п. д., а это способствует повышению к. п. д. передачи (до 0,9 и выше). Трехпоточная электромеханическая передача, работающая с обращением режима электрических машин, имеет диапазон плавного регулирования скорости на выходном валу примерно в 2 раза больший, чем аналогичная передача без обращения режима машин. Наиболее перспективными, с точки зрения веса, к. п. д. и достаточно широкого диапазона плавного регулирования скорости, являются двух- и трехпоточные электромеханические передачи, работающие с обращением режима электрических машин.

Экспериментальные исследования физической модели такой трехпоточной передачи показывают, что ее к. п. д. на всем диапазоне регулирования изменяется незначительно и имеет наибольшее значение в области обращения режима электропривода, что подтверждает соответствующие положения из теоретического исследования. Теоретический анализ и экспериментальные исследования трехпоточной электромеханической передачи с концентрическим расположением электрических машин, работающей с обращением режима электропривода, позволяет утверждать, что создание прогрессивной передачи с малым весом электрических машин при достаточно высоком и стабильном к. п. д. и широком диапазоне плавного регулирования скорости вполне возможно.

**Я. И. Дробинин** защитил 6 июня 1964 г. диссертацию на тему «Исследование схем питаний установок для электромагнитного перемешивания жидкого металла». Официальные оппоненты: д. т. н. Н. М. Родгин и к. т. н., доц. М. В. Беляев.

На основе исследования машинных преобразователей низкой частоты созданы новые схемы с двухфазным генератором и коллекторным преобразователем в качестве возбудителя и даже самостоятельного генератора низкой частоты, требующие меньших первоначальных затрат и обладающие более высоким к. п. д. Исследования ионных схем дали возможность сократить вдвое число вентиляй в установке и создать более экономичные схемы для работы на запаянных вентилях с общим катодом.

Разработаны схемы механических преобразователей частоты и рассмотрены перспективы применения полупроводниковых преобразователей. Показаны преимущества ионно-механического преобразователя низкой частоты по сравнению с преобразователями других типов. Рассмотрены его параметры и создана полупромышленная установка для электромагнитного перемешивания жидкой стали в ковше при вакуумировании. Установка дала двухфазный ток правильной синусоидальной формы и позволила регулировать частоту в пределах 0,1—5 гц.

Доц. А. С. Сергеев

<sup>1</sup> С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке им. Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.



# Библиография

УДК 658.382

## В. Е. Манойлов. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ Изд-во «Энергия», 1966. 342 стр., ц. 1 р. 20 к.

Использование электрической энергии — важнейший фактор в различных отраслях народного хозяйства. В промышленности и строительстве, в сельском хозяйстве, на транспорте и в быту все большее количество людей соприкасается с эксплуатацией электроустановок, в том числе довольно сложного электротехнического оборудования при разных напряжениях и частотах.

Совершенно очевидно, что при повышении уровня электрификации должна быть исключена возможность возникновения несчастных случаев от электрического тока. Поэтому следует считать своеобразным издание книги В. Е. Манойлова «Основы электробезопасности», разъясняющей причины несчастных случаев, вызванных электрическим током, а также указывающей основные положения по безопасному обслуживанию электроустановок и предупреждению электротравматизма.

Реценziруемая книга представляет переработанную и дополненную монографию того же автора «Проблемы электробезопасности», вышедшую в 1961 г. В настоящем издании она состоит из предисловия, десяти глав и перечня литературы.

В гл. 1 «Определение промышленного травматизма и некоторые данные о нем» даются довольно полные определения ряда терминов, связанных с поражениями электрическим током, и, в частности, предлагается уточнение понятий электротравмы и электротравматизма. Здесь же рассказывается о промышленном травматизме в капиталистических странах и приводится характеристика общего травматизма в СССР, который неуклонно и систематически снижается.

Кратко охарактеризована история борьбы с электротравмами и приводятся интересные данные о работах крупнейших отечественных электротехников, деятельность которых в той или иной степени была связана с решением проблем электробезопасности. Среди них П. Д. Войнаровский, А. А. Смуров, И. Г. Фрейман.

В гл. 2 «Общая характеристика электротравматизма» говорится об учёте и классификации электротравматизма, дается его характеристика в капиталистических странах и в нашей стране с соответствующим анализом и распределением производственного электротравматизма по причинам возникновения и по видам оборудования. Большое внимание уделено анализу производственного электротравматизма по отдельным видам оборудования.

Глава 3 посвящена «параметрам электрического тока, вызывающего поражение человека». Здесь рассматриваются факторы и условия, определяющие исход электротравм, материалы инструментального изучения несчастных случаев и примеры расследования их, обобщаются

результаты инструментального изучения электротравм. Интересны приводимые автором данные о наступлении смертельного исхода иногда даже при мощности в пределах милливатт и о времени 0,2—0,3 сек, в течение которого ток вызывал смертельный исход при возникновении электрической цепи через тело человека. Особого внимания заслуживает утверждение автора о том, что тяжесть исхода при возникновении электрической цепи через тело человека зависит от места соприкосновения с токоведущими частями, причем в некоторых случаях места человеческого тела, уязвимые с точки зрения электротравмы, совпадают с точками, которые используются для уколов при иглотерапии. На основе своих исследований автор отвергает классификацию напряжений по степени электробезопасности, согласно которой 12 и 36 в определенных условиях принимаются безопасными, а также считает нецелесообразным нормировать в промышленности и в быту опасные и безопасные пороговые значения по напряжению и току и предлагает обеспечить такие условия эксплуатации оборудования, при которых образование электрической цепи через тело человека исключается.

В гл. 4 рассматривается «тело человека как элемент электрической цепи». Исследования автора подтверждают, что электрическое сопротивление тела человека меняет свои численные значения в зависимости от разнообразных физических и биофизических факторов. Указывается, что зависимость этого сопротивления от тока и напряжения, частоты и физиологических явлений носит нелинейный характер.

Автор предлагает выделить электрическое сопротивление тела человека и живую ткань в целом в отдельную группу сопротивлений и назвать их проводниками третьего или четвертого рода.

Глава 5 «Электротравма и факторы, обусловливающие ее исход». Здесь также отмечается, что живой организм представляет собой особый элемент электрической цепи, в котором действие электрического тока сопровождается сложными физическими и биофизическими процессами, вызывающими специфические патолого-физиологические явления. Автор отмечает, что до настоящего времени не установлены минимальные значения тока, напряжения и интервалов времени, при которых электрическая цепь через тело человека может всегда и во всех случаях считаться безопасной.

Автор считает целесообразным установить следующие градации по току: а) 100 мка как величина безусловно безопасного тока, могущая служить для оценки наиболее массовых защитных мероприятий, например для обеспечения надежности изоляции оборудования; б) 1 ма — величина тока для оценки

эффективности таких защитных мероприятий, как изолирующие свойства полов, стен и потолков; в) 10 ма — величина тока, необходимая для определения требований к защитным отключающим аппаратам в производственных помещениях с обслуживанием оборудованием лицами электропрофессий.

Говоря о токе в электрической цепи через тело человека, равном 100 ма, автор отмечает, что этот ток несомненно может вызвать смертельный исход. По условиям электробезопасности автор рекомендует из двух напряжений — 12 и 36 в сохранить систему напряжения 12 в переменного и постоянного токов. При этом автор указывает, что система 36 в не получила достаточного обоснования. С учетом вероятности событий предлагается установить пределы возможных интервалов длительности действия электрической цепи через тело человека от 0,01 до 2 сек. В отдельных случаях при наличии отягчающих условий поражения следует учитывать минимальное значение, а в более благоприятных случаях — брать большее значение, но не выше 2 сек.

Глава 6 «Изоляция электрических сетей и установок как средство профилактики электротравматизма» и гл. 7 «Изолирующие полы как надежное средство электробезопасности» посвящены важнейшему фактору электробезопасности — изоляции. Даётся характеристика требований к изоляции в действующих правилах. При этом автор отмечает, что занижение от правильных требований к изоляции установок напряжением до 1000 в предопределило повышение требований к заземлению в этих установках. Рассматриваются методы испытания изоляции, результаты профилактических испытаний в сетях напряжением выше 1000 в, результаты измерения сопротивления изоляции участков сети напряжением до 1000 в, находящихся в эксплуатации; приводится анализ причин пониженного сопротивления изоляции в сетях напряжением до 1000 в. Автор рекомендует повысить нормативы сопротивления изоляции с 0,5 до 10 Мом для участков сетей, находящихся в отапливаемых помещениях с нормальной температурой и относительной влажностью 65—70%, и до 1 Мом — для участков сетей, находящихся в неотапливаемых помещениях, наружных установках, включая и сети временного электроснабжения. Предлагается проводить массовые испытания повышенным напряжением постоянного тока участков сетей напряжением до 1000 в. Приводятся результаты исследований удельных сопротивлений полов из различного материала и изолирующих покрытий для открытых подстанций, а также вносится предложение о нормировании требований к электропроводности строительных материалов.

В гл. 8 «Характеристика и анализ систем заземления» и гл. 9 «Режимы нейтрали в сетях напряжением до 1 000 в и мероприятия, снижающие напряжение прикосновения» дается анализ системы заземления в сетях напряжением до 1 000 в, рассматриваются особенности сетей с заземленной и изолированной нейтралью, вносится предложение о снижении возникающего на заземлении напряжения прикосновения с помощью сопротивления в нейтрали трансформатора, обращается большое внимание на выполнение защитной изоляции, в частности на использование изолирующих свойств краски как дополнительного мероприятия.

В гл. 10 подвергнуты обсуждению «Некоторые частные проблемы электробезопасности», к которым автор относит: а) пути безопасного обслуживания подстанций, расположенных на грунтах с большим удельным сопротивлением; б) обязательность (или необязательность) учета напряжений прикосновения и шага при устройстве заземлений; в) средства защиты от напряжений, наведенных линиями электропередачи и проводами электрифицированного транспорта, работающего на переменном токе. На основании условий работы в электроустановках, расположенных на грунтах с большим удельным сопротивлением, автор указывает, что отказ от заземления там, где его трудно выполнить, и замена его другими мероприятиями упорядочат условия безопасности и повысят их эффективность. В этой главе отмечается, что трудности, возникающие при устройстве заземлений с сопротивлением не выше 0,5 ом, не дают пока оснований для отказа от нормирования величины сопротивления заземления и перехода на расчет заземления по напряжениям прикосновения и шага.

Если говорить в целом о рецензируемой книге, то следует указать наиболее важные положения, приведенные в ней.

Убедительно отмечаются автором сложность и многообразие факторов, обуславливающих исход поражения электрическим током, и, в частности, влияние зон на теле человека, обладающих повышенной чувствительностью, на характер электротравм. Подчеркивается роль окружающей среды и рассматриваются переходные режимы. Обосновы-

ваются величины поражающих токов, указывается, где и как целесообразно принимать в качестве расчетного ток, равный 100 мА, 1, 10 и 100 мА. Тем самым устраняется серьезное противоречие между рекомендациями по расчету защитных мероприятий и реальными возможностями их осуществления. Приводится обоснование допустимых значений времени воздействия. С большим интересом читаются многочисленные описания несчастных случаев, вызванных электрическим током, подтверждающие авторские положения. Высказывается мнение о возможности для определенной группы понижающих подстанций отказа от устройства заземления. Представляет интерес соображение автора о защитных мероприятиях от наведенных э. д. с. на линии связи.

Список отечественных и зарубежных литературных источников, указанных в книге, весьма обширен, он содержит 257 наименований.

Книга написана хорошим литературным языком; она легко читается.

Остановимся и на недостатках. Если в книгеделено большое внимание анализу производственного электротравматизма в промышленности, то, к сожалению, этого нельзя сказать об электрифицированном железнодорожном транспорте, сельском хозяйстве и коммунально-бытовых потребителях. А ведь книга должна охватывать, судя по ее названию, проблемы электробезопасности для всех отраслей народного хозяйства.

Нельзя согласиться с мнением автора об отсутствии достаточного обоснования для сохранения напряжения 36 в по условиям электробезопасности (стр. 194). Длительная практика эксплуатации подтверждает важность этого напряжения для ряда установок с учетом, конечно, условий окружающей среды. В качестве примера достаточно указать на успешное применение в течение многих лет напряжения 36 в переменного тока для местного освещения станков в большинстве механических цехов. Нельзя ставить в равновеликие условия по действию на организм напряжения 12 в переменного и постоянного токов (стр. 194). Поэтому при рекомендации по условиям электробезопасности 12 в переменного тока для постоянного то-

ка следовало бы назвать другую величину.

Очень нечетко произведено деление материала гл. 4 и 5. Обе главы можно было бы объединить, а некоторые разъяснения из областей физиологии и биологии опустить.

В гл. 6 освещается «изоляция электрических сетей и установок...». Но в соответствии с «Правилами устройства электроустановок» в понятие электроустановок входят также и сети. Настаивая на усилении требований к сопротивлению изоляции в сетях до 1 000 в, автор предлагает повышенные нормативы сопротивления изоляции без достаточных технико-экономических обоснований лишь на основе своей интуиции. В частности, это относится к нормативам величины сопротивления изоляции электроустановок, эксплуатируемых в условиях влажности.

Серьезные замечания вызывают гл. 8 и 9. При составлении их автор далеко не полностью использовал новейшую литературу по заземлениям. Вообще раздел по заземлениям мог бы быть изложен новое, полнее и предметнее. Именно эти главы следовало бы насытить расчетами, без особого ущерба скратив аналитические выводы и выражения для электрических цепей при переходных режимах, особенно потому, что часть приводимых в книге выражений в разных вариантах по существу повторяется. Значительно полезнее для читателей было бы привести расчеты тех или иных конкретных защитных заземлений.

Не уделено достаточного внимания такому важному вопросу, как применение защитных выключателей взамен заземлений.

Серьезным недостатком книги является отсутствие внимания к автоматике и блокировочным устройствам.

Наконец, если книга называется «Основы электробезопасности», то необходимо было бы изложить в ней основные положения по индивидуальным защитным средствам.

В целом можно утверждать, что рецензируемая книга является нужным теоретическим и практическим пособием для научных работников и инженеров, работающих в области электроэнергетики.

*Доктор техн. наук., проф. Б. А. Константинов*

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

**В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, Н. П. Богородицкий,**  
**В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин,**  
**А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамионянц**  
 (зам. главного редактора), **Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевич** (главный  
 редактор), **А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов**

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонементный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

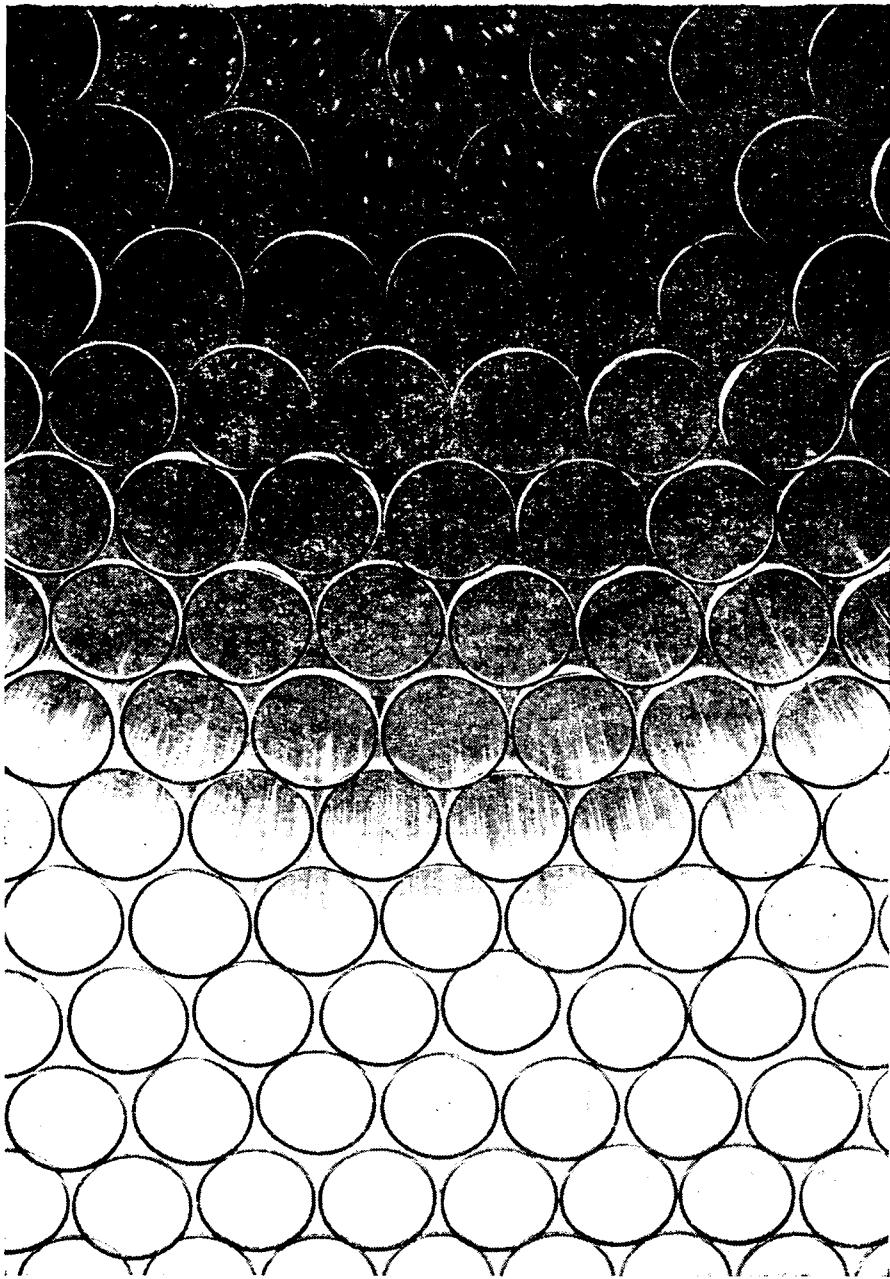
## СОДЕРЖАНИЕ

◆ ◆ ◆

## CONTENTS

Voltage Regulation of Independent Installations at Variable Frequency —	I. A. Siromiatnikov	1	Compensation of Pulsating Fields and Some Parameters of the Stator for Electromagnetic Mixing of Molten Metals —	N. S. Golubev	53
Minimum Loss Frequency Control of an Induction Motor Under Steady-State Conditions —	A. S. Sandler, R. S. Sarbatov	7	On the Stability of the Regulating System for the Electronic Converter Current —	I. G. Homski	59
On the Frequency Control of Induction Motors —	G. G. Rekus, M. T. Chirkov, A. I. Belousov	14	Silicon Power Valves in Railway Networks —	L. B. Krotov, S. B. Uditski	64
The Starting of a Synchronous Motor with Connected Rectifier —	I. A. Zborovski, N. S. Malevinskaya	17	An Analysis of the Principles and Performance of D. C. Voltage Pulse Stabilizers —	F. I. Alexandrov	67
The Properties of a D. C. Motor Speed Stabilizing System with a Source of Limited Capacity —	G. P. Lischinski, V. N. Elsukov	22	Phase Pulsation of the Voltage of a D. C. Generator —	I. M. Vodiakho	74
Optimization of Transients in Motor Drives for Rolling Mills —	P. S. Bondarenko, A. S. Korkhin	27	<b>REPORTS</b>		
Two-winding Reducer Motors —	A. S. Kurakin	30	Coordination in Magnetic Operational Amplifiers —	I. B. Negnevitski	79
How the Operating Voltage Influences Voltage Surges on Transformer Windings —	S. D. Lizunov, A. V. Sapozhnikov	40	Calculating the Admittance of a Coaxial Cable —	I. I. Kaliatski, A. A. Dulson	80
A Class of Meridional Plane Fields of Identical Geometrical Structure as Parallel Plane Fields —	A. Y. Sochnev	48	Superconducting Alloy 65BT		82
<b>DISCUSSION</b>					
<b>CHRONICLE</b>					
<b>BIBLIOGRAPHY</b>					

◆ ◆ ◆



## Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности

Компания «Чанс Бродэрс ЛТД» — одна из крупнейших производителей стеклянных трубок из свинца и натронной извести для ламп накаливания и дневного света, а также для различных отраслей промышленности, в частности электроники.

Эти предметы изготавливаются нами по точным методом и обладают высоким качеством и точностью.

Мы будем рады получить запросы о стеклянных трубках, а также предметных и защитных стеклах для микроскопов, взаимозаменяемых цельностеклянных шприцах, которые мы производим.

Компания «ЧАНС БРОДЭРС ЛТД»

**Chance Brothers Ltd. Glassworks Smetwick 40 Birmingham**