

6  
A66

*С. С.*

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

С С С Р

МОСКОВСКИЙ ордена ЛЕНИНА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

---

Аспирант Р.Б. САКСЕНА (Индия)

На правах рукописи

ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ  
ВЫСШИХ ГАРМОНИК ПОЛЯ

(№ 05230 - электрические машины)

(Диссертация на русском языке)

Автореферат диссертации на соискание ученой  
степени кандидата технических наук

---

Москва

1971

*С*

Задача автоматизации производственных процессов не может быть решена без расширения объема выпуска электрических машин малой мощности, среди которых важное место принадлежит асинхронным двигателям с короткозамкнутым ротором. Технико-экономические показатели этого типа машин в значительной степени зависят от уровня технологии и рациональной методики их проектирования.

Известно, что в ряде случаев асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором имеют значительные провалы в кривой момента. Причиной этого нежелательного явления является возникновение добавочных асинхронных и синхронных моментов от высших гармонических составляющих индукции в воздушном зазоре. Высшие гармоники кривой поля создают не только паразитные синхронные и асинхронные моменты, но и тангенциальные и радиальные силы, которые вызывают шум и вибрации, а также добавочные потери.

Детальный анализ поведения гармонического поля в переходных и установившихся режимах особенно необходим при исследовании равномерности вращения двигателя. Практическая важность этой задачи обусловлена растущими требованиями к стабильности скорости электроприводов и точности отработки угла в системах управления. В двигателях с дробным  $p$  и в многоскоростных двигателях, регулируемых переключением числа полюсов и методом полюсно-амплитудной модуляции, а также в двигателях, работающих при двух различных питающих напряжениях, высшие гармоники оказывают значительное влияние на их характеристики. Характеристики асинхронных двигателей и в особенности их пусковые



свойства существенно зависят от правильного соотношения чисел пазов статора и ротора. В машинах малой мощности, которые вследствие малого диаметра нельзя выполнить с большим числом пазов, приходится выбирать число пазов статора  $Z^S = 18, 12, 8$  и даже меньше. Выбор рационального количества числа пазов ротора  $Z^R$  при этом является еще не решенной проблемой. Интерес к изучению влияния высших гармоник магнитного поля не только сосредоточен на исследовании характеристик электрических машин, но и на возможности использования высших гармоник в качестве основного рабочего поля машины, для создания тихоходных электродвигателей, в том числе редукторных.

При выполнении данной работы ставились следующие задачи:

1. Составить дифференциальные уравнения напряжений и моментов с учетом гармонических составляющих поля в воздушном зазоре.
2. Определить параметры обмоток машины, соответствующие высшим гармоникам поля.
3. Найти способ решения указанной системы дифференциальных уравнений с целью определения синхронных и асинхронных моментов.
4. Экспериментально исследовать переходные и установившиеся процессы в асинхронных двигателях с учетом высших гармоник поля.

В работе рассматриваются пространственные гармоники, вызванные ступенчатым распределением н.с. обмоток в пространстве и неравномерной магнитной проводимостью зоны воздушного зазора. При этом питающее напряжение считается синусоидальным. Принимается допущение о плоско-параллельном характере поля в воздушном зазоре, насыщение, вытеснение тока и потери в стали не учиты-

ваются.

Во введении дается краткий обзор опубликованных работ, из которых большинство посвящено установившимся режимам работы асинхронных двигателей с учетом высших гармоник поля. В ранних известных работах по этому вопросу рассматриваются различные меры борьбы с паразитными моментами, обусловленными высшими пространственными гармониками поля в воздушном зазоре. Некоторые авторы исследуют установившиеся режимы работы асинхронных двигателей с учетом высших гармонических поля с помощью схем замещения.

В последние годы были опубликованы работы, в которых дается общий подход к анализу переходных процессов  $n$ - $m$  фазной машины с учетом высших пространственных гармоник н.с. обмоток машины. Анализ проводится на базе общего комплексного преобразования, дающего симметричные составляющие.

Обзор литературы показывает, что до сих пор остаются неисследованными электромеханические переходные процессы в асинхронных двигателях с сильно выраженными гармоническими составляющими поля воздушного зазора. В существующей литературе влияние гармоник рассматривается, как правило, при неизменной скорости вращения ротора.

В первой главе диссертации рассматриваются некоторые особенности применения общей теории электрических машин к физическому описанию и составлению дифференциальных уравнений асинхронных машин с учетом высших гармонических, появляющихся вследствие несинусоидальности н.с. обмоток. При этом считается, что воздушный зазор гладкий. С целью упрощения дифференциальных уравнений и уменьшения их количества,  $m$ -фазная машина для каждой гармоники н.с. преобразуется в эквивалентную двухфазную.

Мощности, потери и моменты в результате преобразования не изменяются.

Поскольку анализируемая машина линейна в магнитном отношении, каждую гармонику поля воздушного зазора можно рассматривать отдельно от других и представить реальную машину в виде ряда элементарных, жестко связанных общим валом. Элементарная машина имеет симметричные двухфазные обмотки на статоре и роторе.

В каждой из этих машин действует только одна гармоническая с числом пар полюсов  $\eta p$ , где  $\eta$  - порядок пространственной гармонической н.с. статора. Обмотки статоров соединены последовательно, потому что все гармоники поля создаются одним током статора. Если высшая гармоника н.с. вращается навстречу основной, это отмечается обратным включением одной из фаз статора в соответствующей элементарной машине.

На базе представлений, введенных в электромеханику Кроном, составляются дифференциальные уравнения, описывающие указанную выше элементарную машину. Уравнения второго закона Кирхгофа и уравнения момента для  $\eta$ -ой гармоники записываются также как для основной гармоники. В системе фазовых координат они имеют следующий вид:

$$\begin{array}{c|c|c|c|c}
 U_{\alpha\eta}^s & R_2^s + L_{\alpha 2} \frac{d}{dt} & \frac{d}{dt} M_2 \cos \eta \theta & \frac{d}{dt} M_2 \sin \eta \theta & i_{\alpha}^s \\
 U_{\beta\eta}^s & R_2^s + L_{\beta 2} \frac{d}{dt} & \frac{d}{dt} M_2 \sin \eta \theta & \frac{d}{dt} M_2 \cos \eta \theta & i_{\beta}^s \\
 0 & \frac{d}{dt} M_2 \cos \eta \theta & -\frac{d}{dt} M_2 \sin \eta \theta & R_2^r + L_{\alpha 2}^r \frac{d}{dt} & i_{\alpha}^r \\
 0 & \frac{d}{dt} M_2 \sin \eta \theta & \frac{d}{dt} M_2 \cos \eta \theta & R_2^r + L_{\beta 2}^r \frac{d}{dt} & i_{\beta}^r
 \end{array} \quad (I)$$

$$T = \sum_{\eta} T_{\eta} = P \sum_{\eta} M_{\eta} \eta [(i_{\alpha}^s i_{\beta}^r - i_{\beta}^s i_{\alpha}^r) \cos \eta \theta - (i_{\alpha}^s i_{\alpha}^r + i_{\beta}^s i_{\beta}^r) \sin \eta \theta] \quad (2)$$

Переход к уравнениям, записанным в системе координат, вращающейся с постоянной скоростью  $\omega_k$ , осуществляется с помощью матрицы преобразования  $|C_{\eta}|$

$$|C_{\eta}| = \begin{array}{c|c|c|c}
 \cos \eta \theta_k & \sin \eta \theta_k & & \\
 -\sin \eta \theta_k & \cos \eta \theta_k & & \\
 & & \cos \eta (\theta - \theta_k) & -\sin \eta (\theta - \theta_k) \\
 & & \sin \eta (\theta - \theta_k) & \cos \eta (\theta - \theta_k)
 \end{array} \quad (3)$$

В результате перехода к уравнениям, записанным относительно этой системы координат, статорные токи каждой элементарной машины становятся различными, так как каждой гармонике соответствует своя матрица преобразования. В этой системе координат нельзя объединить элементарные машины в результирующую модель реальной машины. Для такой системы уравнений приемлемы только координатные оси  $\alpha, \beta$  ( $\omega_k = 0$ ). Окончательные уравнения для математической модели в системе координат  $\alpha, \beta$  записываются в следующем виде:

$U_{\alpha}^s$	$R^s + \sum \frac{L_{\alpha 1}^s d}{dt}$	$M_1 \frac{d}{dt}$	...	$M_2 \frac{d}{dt}$	$i_{\alpha}^s$
$U_{\beta}^s$	$R^s + \sum \frac{L_{\alpha \beta}^s d}{dt}$	$M_1 \frac{d}{dt}$	...	$M_2 \frac{d}{dt}$	$i_{\beta}^s$
0	$M_1 \frac{d}{dt}$	$R_1^r + L_{a1}^r \frac{d}{dt}$	$-\omega_p L_{a1}^r$	...	$i_{\alpha}^r$
0	$\omega_p M_1$	$M_1 \frac{d}{dt}$	$\omega_p L_{a1}^r$	$R_1^r + L_{a1}^r \frac{d}{dt}$	$i_{\beta}^r$
0	$M_2 \frac{d}{dt}$	$-\eta \omega_p M_2$	...	$R_2^r + L_{a2}^r \frac{d}{dt}$	$i_{\alpha}^r$
0	$\eta \omega_p M_2$	$M_2 \frac{d}{dt}$	$\eta L_{a2}^r \omega_p$	$R_2^r + L_{a2}^r \frac{d}{dt}$	$i_{\beta}^r$

(4)

$$T = P \sum \eta M_{\eta} (i_{\alpha}^s i_{\beta}^r - i_{\beta}^s i_{\alpha}^r) \quad (5)$$

Как частный случай из этих уравнений получим следующие уравнения установившегося режима

$$\begin{aligned} U_a^s &= R^s I_a^s - X^s I_p^s - \sum \chi_{M\eta} I_{p\eta}^r \\ 0 &= R^s I_p^s + X^s I_a^s + \sum \chi_{M\eta} I_{a\eta}^r \\ 0 &= R_1^r I_{a1}^r - S_1 \chi_{M1} I_p^s - S_1 \chi_{a1}^r I_{p1}^r \end{aligned}$$

$$0 = R_1^r I_{p1}^r + S_1 \chi_{M1} I_a^s + S_1 \chi_{a1}^r I_{a1}^r \quad (6)$$

$$0 = R_2^r I_{p2}^r - S_2 \chi_{M2} I_p^s - S_2 \chi_{a2}^r I_{p2}^r \quad (7)$$

$$T_2 = \frac{\eta M P \chi_{M2}}{\omega} (I_p^s I_{a2}^r - I_a^s I_{p2}^r)$$

Так цифровая вычислительная машина (ЦВМ) не может оперировать с комплексными числами, необходимо использовать активные и реактивные составляющие токов и напряжений в этих уравнениях. Переменные фаз статора и ротора в симметричном режиме равны по величине и отличаются по фазе на  $\pi/2$ . В этих уравнениях рассматривается одна фаза.

Полученные уравнения установившегося режима решаются на ЦВМ "НАИРИ". Независимой переменной является скольжение относительно первой гармоники поля ( $S_1$ ), значения которого задаются в диапазоне, соответствующем рассматриваемому режиму работы машины. В качестве примера практического использования этой программы на рис. I приводятся результаты расчета характеристик для двигателей УАД64 (20 вт, 220 в, 2P = 4). В расчете учитывались 7 гармонических поля статора, включая основную. Механические характеристики наиболее существенных составляющих изображены на рис. I. В этом двигателе высшие гармоники снижают критический момент на 2% и почти не влияют на пусковой момент.

Вторая глава посвящена определению параметров обмоток статора и ротора, соответствующих высшим гармоникам поля воздушного зазора, которые вызваны несинусоидальным распределением н.с. и зубчастостью статора и ротора.

При определении параметров принимаются следующие допущения:

1. Радиус ротора намного больше величины воздушного зазора, поэтому поле в радиальном направлении считается равномерным.
2. Магнитный поток не пересекает дно пазов статора и ротора.
3. Величина зазора мала по сравнению с зубцовым делением, а индукция максимальна под центром зубца.

Индуктивность обмотки можно определить, используя ее связь с соответствующим потокосцеплением. Для этого параметры гармонических определяются через так называемые обмоточные функции обмоток статора и ротора. Эти функции непосредственно зависят от закона распределения проводников каждой фазы по пазам машины и представляются в виде суммы членов гармонического ряда. Для трехфазной обмотки

$$N_A^s(\theta^s) = \sum_{\eta} N_{\eta}^s \cos \eta \theta^s, \quad (8)$$

$$N_B^s(\theta^s) = \sum_{\eta} N_{\eta}^s \cos \eta (\theta^s - \frac{2\pi}{3}), \quad N_C^s(\theta^s) = \sum_{\eta} N_{\eta}^s \cos \eta (\theta^s - \frac{4\pi}{3}).$$

Разложив обмоточную функцию в ряд Фурье, можно разбить реальную обмотку на бесконечное число отдельных обмоток, создающих синусоидальное поле в зазоре. Эти обмотки будем называть гармоническими.

При гладком воздушном зазоре собственная индуктивность фазы обмотки статора, обусловленная ее потокосцеплением с проходящим через воздушный зазор потоком  $\eta$ -ой гармоники н.с. статора, будет равна

$$L_{AA\eta}^s = L_{BB\eta}^s = L_{CC\eta}^s = L_{\eta}^s = \frac{\mu_0 \tau l \pi}{\delta} (N_{\eta}^s)^2. \quad (9)$$

В диссертации показано, что при гладком воздушном зазоре между гармоническими обмотками, имеющими различные числа полюсов, нет магнитного взаимодействия. Отсюда непосредственно следует, что собственная индуктивность всякой обмотки равна сумме собственных индуктивностей гармонических обмоток ( $L_{\eta}^s$ ) и индуктивности рассеяния ( $\ell_{\sigma}^s$ ), т.е.

$$L_{AA}^s = L_{BB}^s = L_{CC}^s = \sum_{\eta} L_{\eta}^s + \ell_{\sigma}^s. \quad (10)$$

Каждая фаза обмотки статора трехфазной машины имеет также индуктивную связь с гармоническими полями двух других фаз статора. Соответствующие взаимные индуктивности для  $\eta$ -ой гармоники равны

$$L_{AB\eta}^s = L_{\eta}^s \cos \eta \frac{2\pi}{3}, \quad L_{AC\eta}^s = L_{\eta}^s \cos \eta \frac{4\pi}{3}. \quad (11)$$

В результате перехода от трехфазной обмотки к эквивалентной двухфазной индуктивность последней равна

$$L_{\alpha\eta}^s = \frac{3}{2} L_{\eta}^s. \quad (12)$$

Параметры фазной обмотки ротора определяются по аналогичным формулам. Взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора может быть найдена по следующим выражениям для  $\eta$ -ой гармоники н.с.:

$$L_{Aa\eta}^{sr} = M_{\eta} \cos \eta \theta, \quad ;$$

$$L_{A\eta}^{s2} = M_{\eta} \cos \eta (\theta + \frac{2\pi}{3}), \quad L_{Ac2}^{s2} = M_{\eta} \cos \eta (\theta + \frac{4\pi}{3}) \quad (13)$$

Максимальная взаимная индуктивность при совпадении осей соответствующих фаз обмотки статора и ротора равна

$$M_{\eta} = \frac{\mu_0 l \pi}{\delta} N_1^s N_2^r \quad (14)$$

По разработанному в диссертации алгоритму составлена программа ЦВМ "НАИРИ" в режиме автоматического программирования для расчета обмоточной функции и индуктивностей гармонических обмоток статора и фазного ротора с любым  $q$ , числом фаз, полюсов и пазов. Расчет параметров, соответствующих одной гармонике, вместе с печатью результатов осуществляется ЦВМ за 20 сек.

При двухсторонней зубчатости воздушного зазора индуктивности обмоток статора и ротора для любой гармоники поля находятся через их обмоточные функции и гармоники магнитной проводимости зоны воздушного зазора. Для определения проводимости используется приближенная формула, предложенная Вольдеком А.И.

$$\lambda(\theta^s) = \lambda^s(\theta^s) \cdot \lambda^r(\theta^s) \quad (15)$$

Здесь проводимость при зубчатом статоре и гладком роторе

$$\lambda^s(\theta^s) = \lambda_0^s + \sum_m \lambda_m^s \cos m \frac{z^s}{p} \theta^s \quad (16)$$

Проводимость при зубчатом роторе и гладком статоре

$$\lambda^r(\theta^s) = \lambda_0^r + \sum_n \lambda_n^r \cos n \frac{z^r}{p} (\theta^s - \theta) \quad (17)$$

Частные проводимости  $\lambda^s(\theta^s)$  и  $\lambda^r(\theta^s)$  определяются методом конформного преобразования.

В любой точке воздушного зазора, отстоящей на  $\theta^s$  радиан от начала координат, индукция равна:

$$B(\theta^s) = \frac{\mu_0}{\delta} \lambda(\theta^s) \cdot F(\theta^s) \quad (18)$$

Используя понятие обмоточной функции и учитывая (15) + (18), гармоническую поля порядка  $\eta$ , создаваемую некоторой обмоткой  $\alpha$  можно записать в виде:

$$B_{\alpha}^{\eta}(\theta^s) = B_{\alpha\eta}^{\eta} \cos \eta (\theta^s - \alpha) + \sum_m B_{\alpha\eta_m}^{\eta} \cos \eta (\theta^s - \eta_m \alpha) + \\ + \sum_n B_{\alpha\eta_n}^{\eta} \cos \{ \eta \theta^s - \eta_n \alpha - (\eta - \eta_n) \theta \} + \\ + \sum_m \sum_n B_{\alpha\eta_{m,n}}^{\eta} \cos \{ \eta \theta^s - \eta_{m,n} \alpha - (\eta - \eta_{m,n}) \theta \}, \quad (19)$$

где  $\alpha$  - пространственный угол между осью обмотки и осью координат. Здесь обозначили пространственные амплитуды гармоник поля:

$$B_{\alpha\eta}^{\eta} = \frac{\mu_0 l a}{\delta} \lambda_0^s \lambda_0^r N_{\alpha\eta} \quad (20)$$

$$B_{\alpha\eta}^{\eta} = \frac{\mu_0 l a}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_0^r}{2} N_{\alpha\eta_m} \quad (21)$$

$$B_{\alpha\eta_n}^{\eta} = \frac{\mu_0 l a}{\delta} \frac{\lambda_0^s \lambda_n^r}{2} N_{\alpha\eta_n} \quad (22)$$

$$B_{\alpha\eta_{m,n}}^{\eta} = \frac{\mu_0 l a}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_n^r}{4} N_{\alpha\eta_{m,n}} \quad (23)$$

Верхние индексы означают порядки гармоник поля, а нижние - порядки гармоник н.с., которые их создают. Отсюда видно, что  $\eta$ -ая гармоническая поля состоит из составляющих обмоточных гармоник, созданных  $\eta$ -ой гармоникой н.с. и зубцовых гармоник, созданных гармониками н.с. порядков

$$\eta_m = \eta \pm m \frac{z^s}{p} \quad - \text{вызванные зубчатостью статора}$$

$$\eta_n = \eta \pm n \frac{z^r}{p} \quad - \text{вызванные зубчатостью ротора,}$$

$$\eta_{m,n} = \eta \pm m \frac{z^s}{p} \pm n \frac{z^r}{p} \quad - \text{вызванные зубчатостью статора и ротора.}$$

Установив распределение поля в воздушном зазоре, собственные и взаимные индуктивности двух обмоток  $a$  и  $b$ , имеющих магнитную связь и отстоящих от оси координат на произвольные углы  $\alpha$  и  $\beta$ , определяются следующими выражениями:

$$L_{a\eta a} = L_{a\eta} + \sum_m L_{a\eta_m} \cos(\eta_m - \eta)\alpha + \sum_n L_{a\eta_n} \cos(\eta_n - \eta)(\theta - \alpha) + \sum_m \sum_n L_{a\eta_{m,n}} \cos\{\eta_{m,n} \alpha + (\eta - \eta_n)\theta - \eta\alpha\} \quad (24)$$

$$L_{a\eta b} = L_{a\eta b\eta} \cos \eta(\beta - \alpha) + \sum_m L_{a\eta b\eta_m} \cos(\eta_m \beta - \eta\alpha) + \sum_n L_{a\eta b\eta_n} \cos\{\eta_n \beta + (\eta - \eta_n)\theta - \eta\alpha\} + \sum_m \sum_n L_{a\eta b\eta_{m,n}} \cos\{\eta_{m,n} \beta + (\eta - \eta_n)\theta - \eta\alpha\} \quad (25)$$

Здесь обозначили

$$L_{a\eta} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \lambda_0^s \lambda_0^r N_{a\eta}^2 \quad (26)$$

$$L_{a\eta_m} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_0^r}{2} N_{a\eta} N_{a\eta_m} \quad (27)$$

$$L_{a\eta_n} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_0^s \lambda_n^r}{2} N_{a\eta} N_{a\eta_n} \quad (28)$$

$$L_{a\eta_{m,n}} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_n^r}{4} N_{a\eta} N_{a\eta_{m,n}} \quad (29)$$

$$L_{a\eta b\eta} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \lambda_0^s \lambda_0^r N_{a\eta} N_{b\eta} \quad (30)$$

$$L_{a\eta b\eta_m} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_0^r}{2} N_{a\eta} N_{b\eta_m} \quad (31)$$

$$L_{a\eta b\eta_n} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_0^s \lambda_n^r}{2} N_{a\eta} N_{b\eta_n} \quad (32)$$

$$L_{a\eta b\eta_{m,n}} = \frac{\mu_0 r l \pi}{\delta} \frac{\lambda_m^s \lambda_n^r}{4} N_{a\eta} N_{b\eta_{m,n}} \quad (33)$$



Подставляя соответствующие значения  $\alpha$  и  $\beta$  в эти выражения, можно найти собственные и взаимные индуктивности обмоток с любым числом фаз, принимая во внимание желаемое количество гармоник. Для практических расчетов нами учитывалась только первая гармоника проводимости, так как расчеты показали, что даже при открытых пазах величины индуктивностей, соответствующие высшим гармоникам проводимости порядков больше единицы, не превышают 5% от индуктивности основной гармоники.

Параметры беличьей клетки ротора каждой элементарной машины зависят от порядка гармонической  $\eta$ . В частности, активное сопротивление  $R_2^\eta$  является функцией  $\eta$  потому, что токи, наведенные в роторе различными гармониками поля статора, замыкаются в неодинаковых контурах. Активное сопротивление беличьей клетки, соответствующее  $\eta$ -ой гармонике поля статора, равно

$$R_2^\eta = R_c + \frac{R_k}{2 \sin^2 \frac{\alpha_2}{2}} \quad (34)$$

Индуктивность беличьей клетки ротора определяется с помощью ее обмоточной функции  $N_2^\eta$ . Беличья клетка представляет собой симметричную многофазную обмотку. Достаточно поэтому найти  $N_2^\eta$  для одного контура, образованного парой соседних стержней и кольцами. Следует отметить, что в кривой н.с. ротора, которую создает ток, индуцированный в роторной обмотке  $\eta$ -ой гармоникой поля статора, содержится ряд гармонических составляющих порядков

$$m_{c2} = \frac{c_2^\eta}{p} + \eta, \text{ где } c_2 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (35)$$

Этот факт находит отражение в выражении обмоточной функции обмотки ротора

$$N_2^\eta = \sum_{m_{c2}} \frac{1}{m_{c2}} \frac{\sin m_{c2} \frac{\gamma}{2}}{m_{c2} \frac{\gamma}{2}} \cos c_2 \pi \cos m_{c2} (\theta^2 - \theta) \quad (36)$$

Если пренебречь высшими гармониками н.с. ротора, то такое упрощение не даст возможности определить синхронные моменты, которые возникают при их взаимодействии с гармониками поля статора.

Индуктивности рассеяния определяются уже известными формулами. Так как в данной работе высшие гармоники поля рассматриваются как рабочие, создающие вращающие моменты, их нельзя относить к полям дифференциального рассеяния. При этом индуктивности рассеяния обмоток будут обусловлены только потокосцеплениями пазового рассеяния и рассеяния лобовых частей.

В третьей главе на базе теоретических положений и анализа, изложенных в главах I и II, разрабатывается математическая модель симметричной двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и составляются для нее дифференциальные уравнения, описывающие два важнейших типа гармонических составляющих поля - обмоточные и зубцовые. Затем описывается алгоритм и программа решения этих уравнений на ЦВМ "БЭСМ-4".

При наличии зубчатости статора и ротора, взаимодействие гармоник н.с. и проводимости обуславливает индуктивную связь между гармоническими обмотками различных порядков. Рассматривая взаимодействие высших гармонических полей статора и ротора, отметим, что электромагнитный момент создается только за счет взаимодействия полей статора и ротора одинаковой полюсности. Магнитные поля различных порядков создают локальные силы взаимодействия, неодинаковые в различных точках окружности воздушного зазора, но их результирующий электромагнитный момент в каждый момент времени равняется нулю. На рис. 2 показаны группы взаимодействующих гармоник поля статора и ротора. Стрелками обозначено их взаимодействие, в результате которого возникают различные электромагнитные



Реактивный момент

$$T_{\eta}^s = -\frac{P}{2} \sum_{k=1}^B L_{k2}^s \alpha_{k2}^s \left[ (L_A^s)^2 \sin^2 \theta + (L_B^s)^2 \sin(\alpha_{k2}^s \theta + \beta_{Bk2}) + L_A^s L_B^s \{ \sin(\alpha_{k2}^s \theta + \beta_{ABk2}) + \sin(\alpha_{k2}^s \theta + \beta_{BAk2}) \} \right] \quad (38)$$

Асинхронный и синхронный момент

$$T_{\eta}^{s2} = -P \sum_{k=1}^{56} M_{k2} \alpha_{k2}^2 \left[ L_A^s L_{a2}^2 \sin^2 \theta + L_B^2 \sin(\alpha_{k2}^2 \theta + \beta_{Ak2}) + L_B^s L_{a2}^2 \sin(\alpha_{k2}^2 \theta + \beta_{BAk2}) + L_B^2 \sin(\alpha_{k2}^2 \theta + \beta_{Bk2}) \right] \quad (39)$$

В уравнениях (37) + (39)  $L_{k2}^s, M_{k2}, \alpha_{k2}, \beta_{k2}$  и аналогичные величины находятся из выражений для соответствующих индуктивностей.

Результирующий момент на валу равен

$$\Pi = \sum_{\eta} (T_{\eta}^s + T_{\eta}^{s2}) \quad (40)$$

В алгоритм решения задачи входят также выражения для угловых скорости и ускорения

$$\frac{d\omega_p}{dt} = \frac{T - M_c}{J} \quad (41)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_p \quad (42)$$

По представленным здесь уравнениям составлена программа решения задачи на ЦВМ "БЭСМ-4". Алгоритм задачи представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений, которая содержит две составляющие матрицы, одна из которых умножается на матрицу производных токов, а другая - на токи (37). Эта система в векторном виде может быть представлена следующим образом:

$$\bar{U} = A \frac{d\bar{i}}{dt} + B\bar{i} \quad (43)$$

Для решения этой системы использовалась стандартная подпрограмма, интегрирующая дифференциальные уравнения методом Рунге-Кутты четвертого порядка. Блок-схема программы показана на рис. 4. Оператор  $F$  означает счет правых частей системы дифференциальных уравнений, разрешенной относительно производных. Основной его частью является формирование матриц  $A$  и  $B$ . После этого идет подпрограмма обращения матрицы  $A$ . В конце подпрограммы производится приформирование к системе еще двух дифференциальных уравнений (41, 42). В организующую подпрограмму вынесены счет и формирование параметров, не изменяющихся в ходе работы программы.

Расчет для одной гармоника с печатью токов, суммарного момента и скорости требует 5 минут машинного времени.

В четвертой главе разработаны установка и методика экспериментальных исследований электродвигателей малой мощности в переходных и установившихся режимах. Здесь ставилась задача найти возможность регистрации переходных моментов асинхронных двигателей, обуславливаемых высшими гармониками поля воздушного зазора.

В этой главе дается краткий обзор существующих способов измерения моментов двигателей малой мощности. Вращающий момент двигателя в переходных режимах можно определить только косвенными методами: измеряя ускорение ротора или деформацию упругого элемента, связанного с ротором или статором. Ускорение определяется акселерометром или же находится путем электрического или графического дифференцирования закона изменения скорости во времени. Самостоятельной проблемой является градуировка акселерометра, достаточно точных методов которой не существует. Деформация упругого элемента, пропорциональная измеряемому усилию (моменту),

преобразуется в изменение какой-либо электрической величины: сопротивления, емкости, индуктивности, магнитной проводимости, напряжения и др.

В данной работе исследование производится на установке, конструкция которой показана на рис. 5. В качестве чувствительного элемента используется электровакуумная лампа - механотрон 6Mx1C. Механотрон представляет собой электронную лампу - сдвоенный диод, имеющий общий неподвижный катод и два перемещающихся относительно него анода. Подвижные аноды связаны со штоком, к которому прикладывается измеряемое усилие или передается перемещение. При перемещении штока под воздействием измеряемого усилия или перемещения изменяется внутреннее сопротивление, появляется напряжение разбаланса измерительного моста, которое подается на измерительный прибор или вибратор осциллографа для измерения и регистрации.

Наибольшую трудность в процессе настройки описанной установки вызывает необходимость исключить влияние на результаты измерений низкой собственной частоты колебаний подвижной системы (рис. 5). Повысить собственную частоту можно, уменьшая массу подвижных частей или увеличивая жесткость упругих балок. С этой целью цилиндр 2 (рис. 5) изготовлен из алюминия и вся его конструкция предельно облегчена.

В результате применения разработанной установки были получены осциллограммы мгновенных значений момента испытуемого двигателя типа УАД52 ( $R_2 = 20 \text{ вт.}$ ,  $I_H = 0,15 \text{ а}$ ,  $n = 2800 \text{ об/мин}$ ). На рис. 6 представлена осциллограмма переходного момента при пуске вхолостую этого двигателя. После первого пика - ударного момента, наблюдаются затухающие колебания, частота которых близка к частоте сети (50 гц). Они возникают, как известно, из-за

взаимодействия аperiodических токов короткозамкнутого ротора с вращающимся магнитным полем статора. На этой же установке нами были получены осциллограммы пульсирующих моментов, действующих на ротор в установившемся режиме при разных скоростях (рис. 7). Эти пульсирующие моменты создаются в результате взаимодействия гармоник полей статора и ротора одного порядка, причем роторная гармоника поля возникает под влиянием гармоники поля статора иного порядка. Частота этих пульсирующих моментов равняется частоте вращения взаимодействующих полей.

В приложении приведены методика и результаты практических расчетов параметров гармонических статора асинхронных двигателей серии УАД, даются формулы для расчета индуктивностей двухфазной асинхронной машины при двухсторонней зубчатости воздушного зазора.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По данной работе сделаны следующие выводы:

1. Предложен метод математического описания с помощью дифференциальных уравнений асинхронного двигателя с учетом пространственных гармоник магнитного поля воздушного зазора.

Отдельные системы уравнений оставлены для расчета переходных процессов с учетом гармоник, вызванных ступенчатым характером н.с. и неравномерной проводимостью зоны воздушного зазора.

2. Индуктивности обмоток, соответствующие гармоническим полям, определяются как функции результирующего потокосцепления каждой гармоники. Простой и наглядный способ расчета индуктивностей связан с использованием обмоточных функций.

3. Для расчета параметров и исследования переходных процессов разработаны алгоритм и программа решения задачи на ЦВМ.

Результаты расчетов переходных режимов подтверждают правильность разработанной методики и правомерность принятых допущений. Программа позволяет найти все составляющие моменты, обусловленные высшими гармониками и судить об их влиянии на характер переходных процессов. В асинхронных двигателях, рассмотренных в диссертации в качестве примеров, проявления высших гармоник в переходных режимах незначительно.

4. Как частный случай предложенных уравнений рассматриваются уравнения установившегося режима, по которым рассчитываются статические характеристики двигателя с учетом высших гармонических поля.

5. Разработанная методика может быть использована для анализа не только асинхронных машин, но и редукторных двигателей, двигателей с катящимся ротором и других электрических машин, в работе которых существенную роль играют высшие гармоники магнитного поля в воздушном зазоре.

6. Описаны установки и методика экспериментальных исследований переходных и установившихся режимов работы электродвигателей малой мощности с учетом высших гармоник поля.

7. Наибольшая точность регистрации переходных моментов достигнута при использовании в качестве чувствительного элемента электровакуумной лампы - механотрона.

Разработанная установка универсальна, она позволяет без затруднений снимать характеристики двигателей в переходном и установившемся режиме. Результаты экспериментального исследования подтвердили правильность теоретических выводов работы.

8. Высшие гармоники снижают критический момент асинхронного двигателя УАД-64 на 2% и почти не влияют на его пусковой момент.

По материалам диссертации опубликованы следующие работы:

1. Беспалов В.Я., Саксена Р.Б. "Дифференциальные уравнения и параметры асинхронной машины с учетом высших пространственных гармоник". Труды МЭИ, Электромеханика, Выпуск 87, часть II, 1971 г.
2. Юферов Ф.М., Беспалов В.Я., Баврин О.Б., Саксена Р.Б., Назаркин В.А., Шорохов Б.П. "Измерение момента асинхронной машины в перегрузочных режимах". Доклады, научно-технический семинар, ВНИИЭМ, Ленинград 1971.
3. Копылов И.П., Беспалов В.Я., Соломахин Д.В., Щедрин О.П., Зайцев В.А., Машинян Л.Х., Саксена Р.Б. "Алгоритм расчета характеристик асинхронных двигателей с учетом высших гармоник поля". Сборник материалов к совещанию "Вопросы применения вычислительной техники при проектировании электрических машин и трансформаторов". Московское правление научно-технического общества энергетики и электромеханической промышленности. Москва, 1971.
4. Беспалов В.Я., Саксена Р.Б., Леденев В. "Расчет параметров высших гармонических обмотки статора асинхронной машины", Электротехника (Принята к печати).

ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- $i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s$  - ток фаз обмоток статора,
- $i_{\alpha 2}^s, i_{\beta 2}^s$  - токи фаз обмотки ротора элементарных машин,
- $R_2^s (R_2^z)$  - активные сопротивление фазы обмотки статора (ротора), соответствующее  $n$ -ой гармонике поля статора,
- $M_2$  - максимальная величина взаимной индуктивности

обмоток статора и ротора  $\eta$ -ой элементарной машины,

$L_{a\eta}^s (L_{r\eta}^z)$  - собственная индуктивность фазы обмотки статора (ротора)  $\eta$ -ой гармонической,

$s_\eta$  - скольжение относительно  $\eta$ -ой гармонической,

$\omega_p = \frac{d\theta}{dt}$  - угловая скорость вращения ротора,

$\theta^s$  - фазовый угол основной гармоники обмоточной функции относительно системы координат статора,

$N_2^s, N_2^z$  - амплитуды  $\eta$ -х гармоник обмоточных функций статора и ротора,

$T_\eta$  - электромагнитный момент  $\eta$ -ой гармонической,

$r$  - радиус бочки ротора,

$l$  - длина пакета стали,

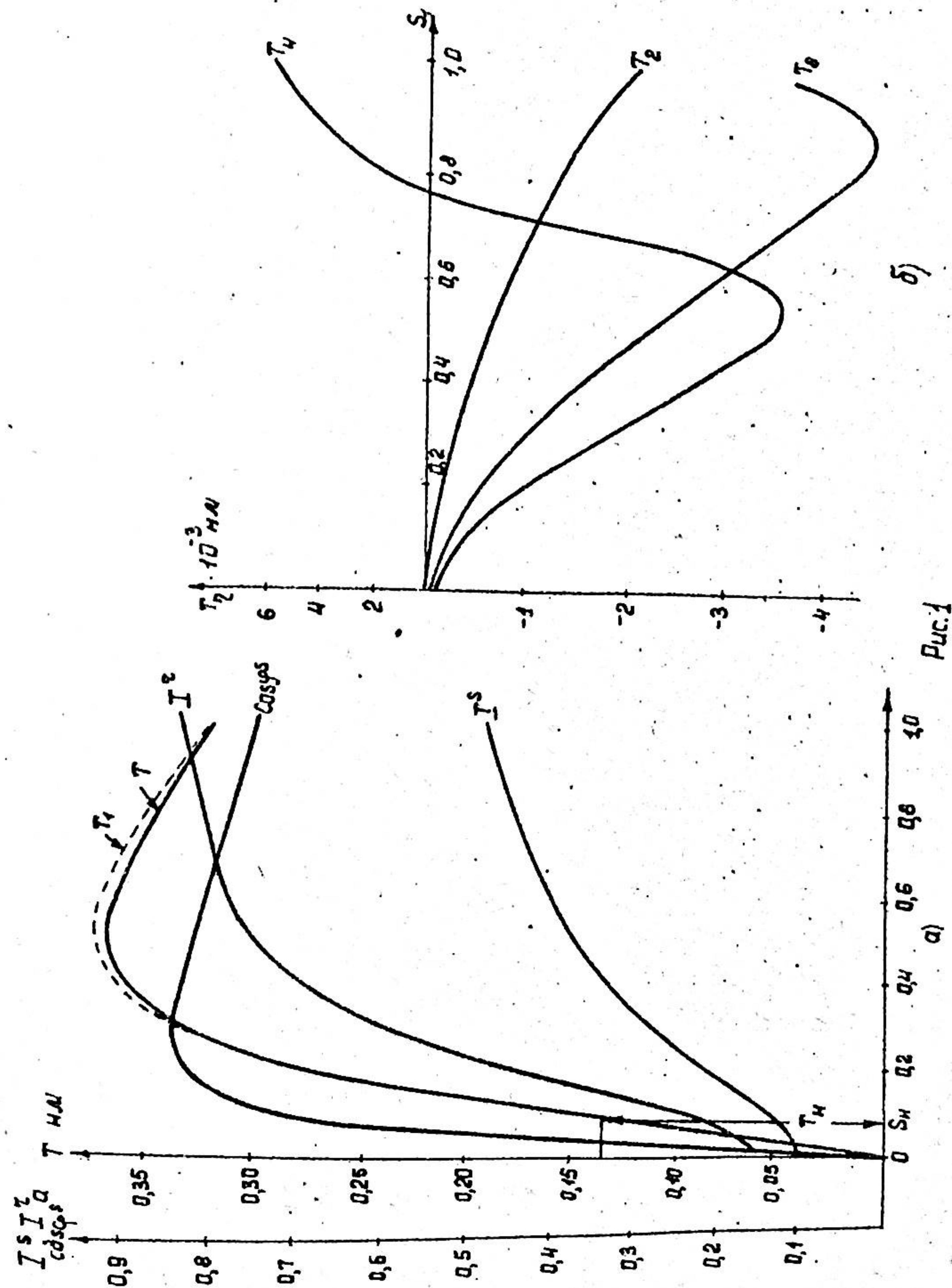
$\delta$  - величина воздушного зазора,

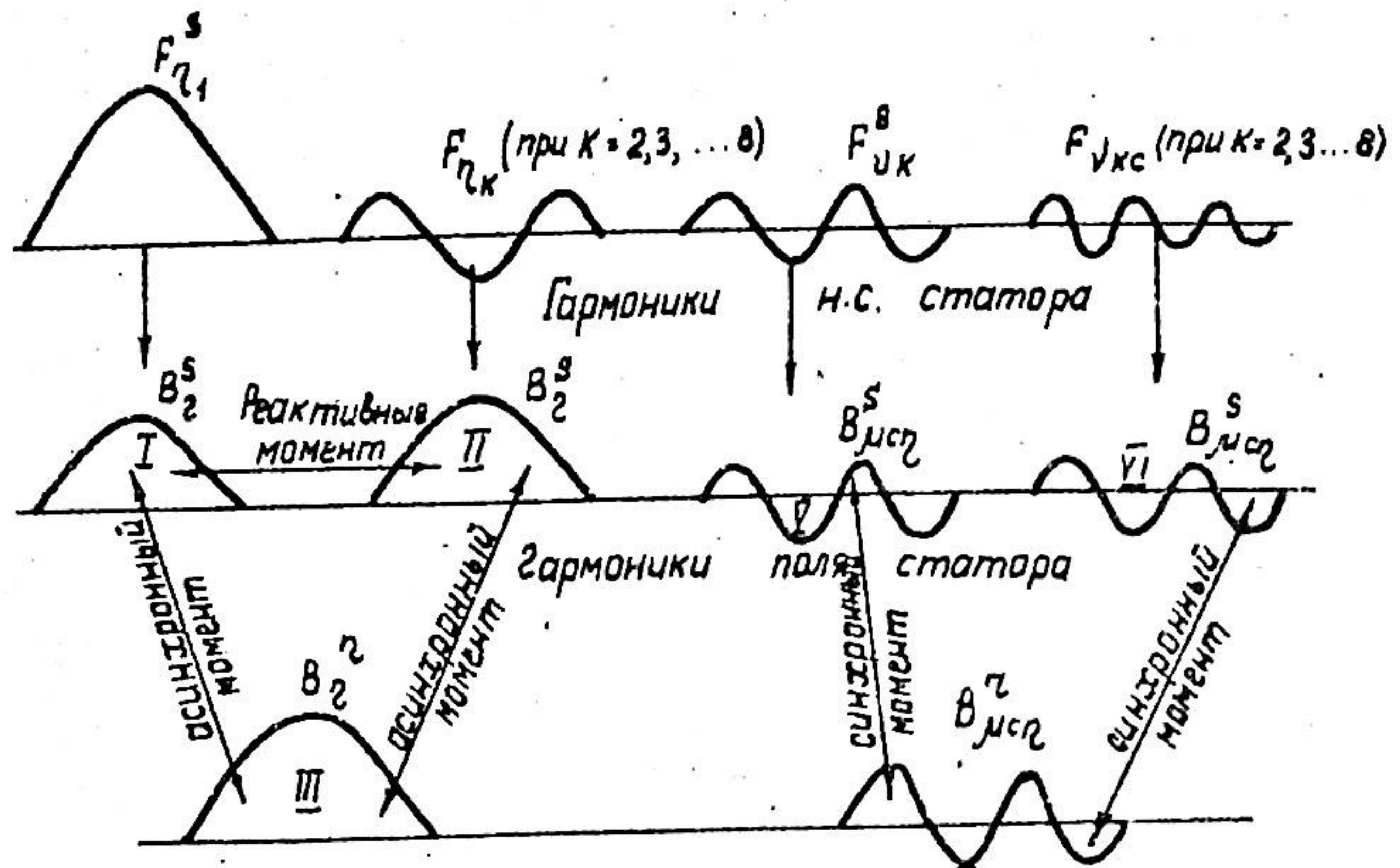
$p$  - число пар полюсов,

$R_c (R_k)$  - активное сопротивление стержня (кольца) беличьей клетки,

$M_c$  - момент нагрузки,

$J$  - момент инерции вращающихся масс.





Гармоники поля ротора  
Рис. 2

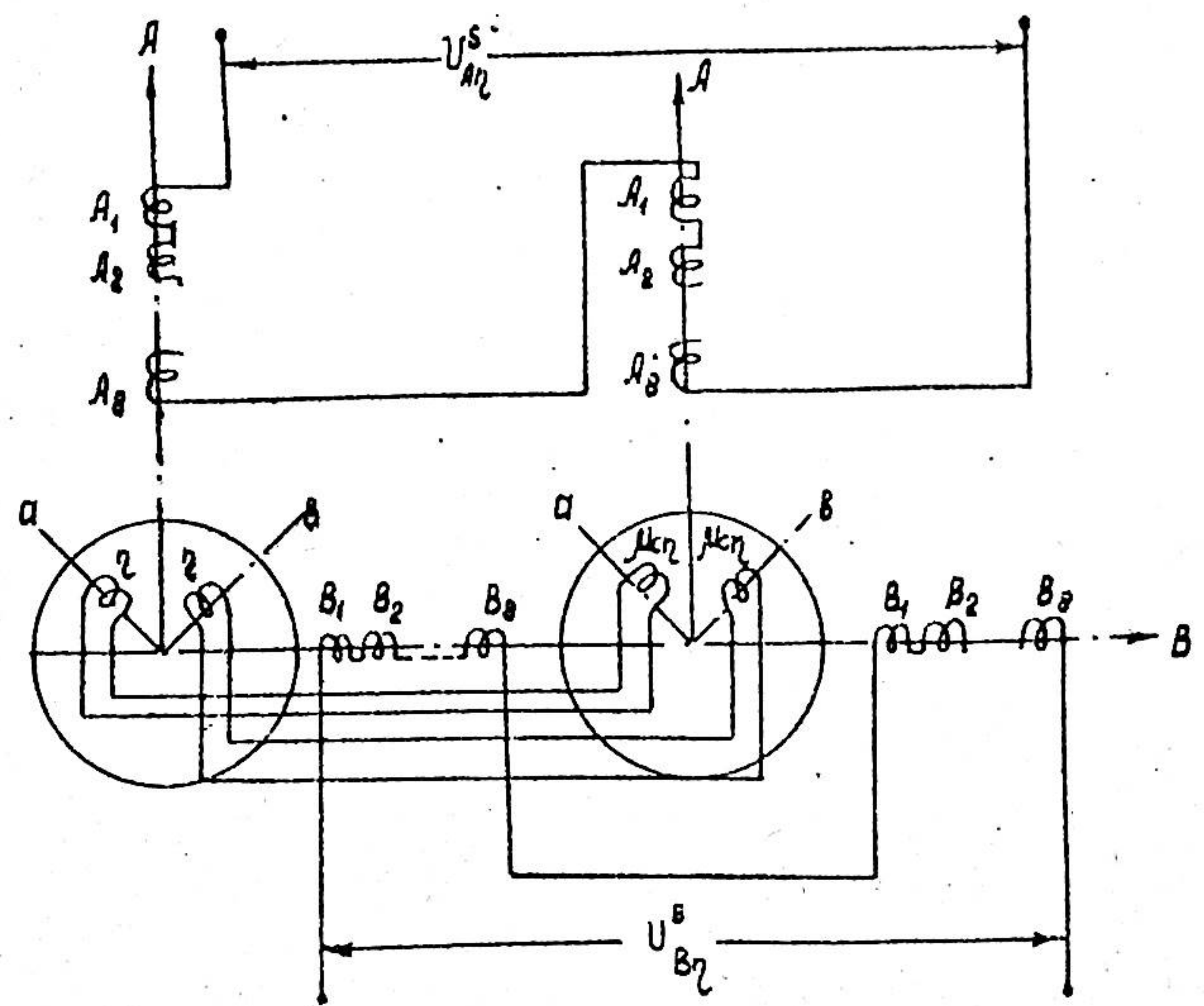
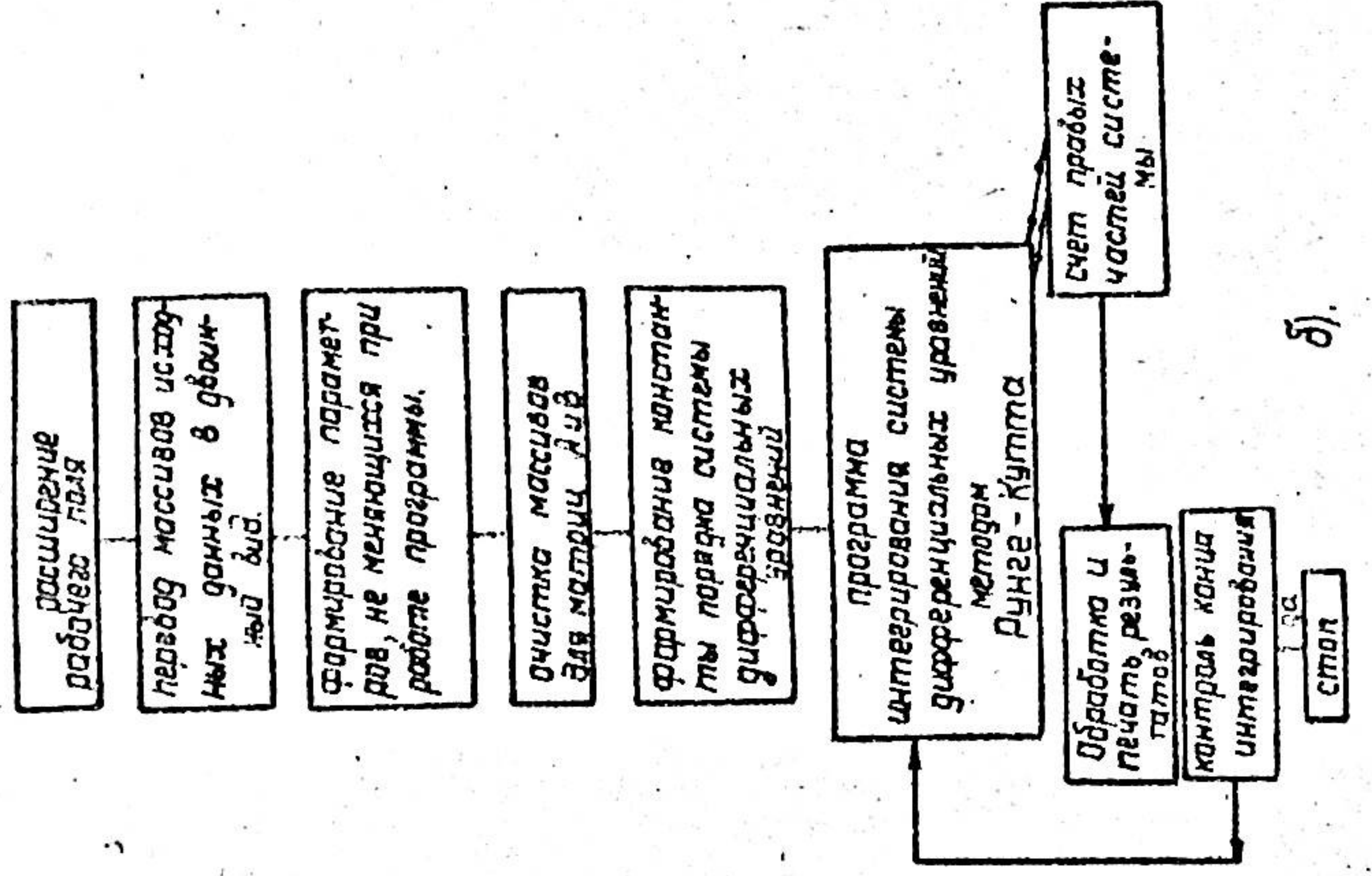


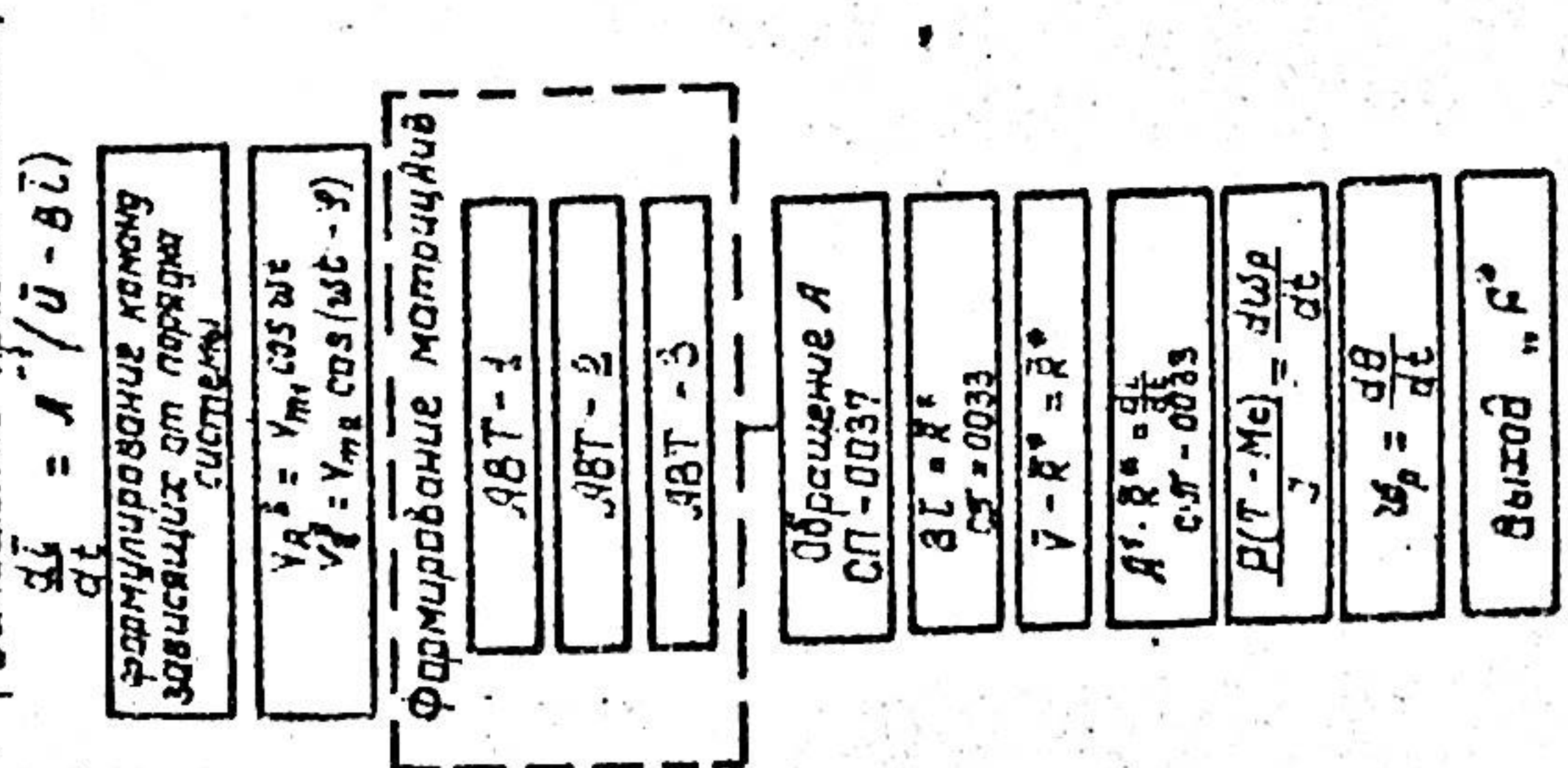
Рис. 3

Блок-схема организующей



б)

Блок-схема оператора F (вычисление правых частей)



а)

Рис. 4

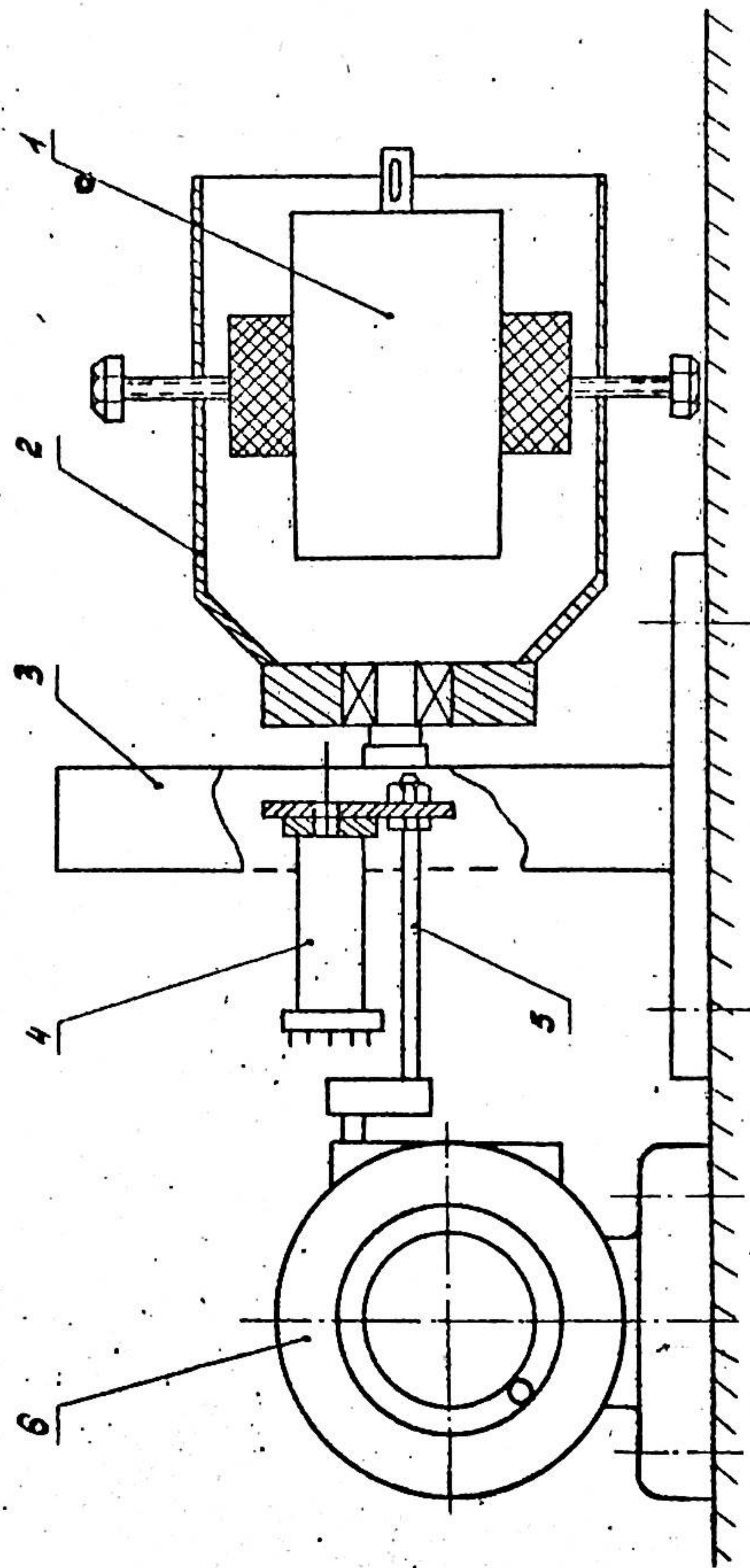


Рис. 5

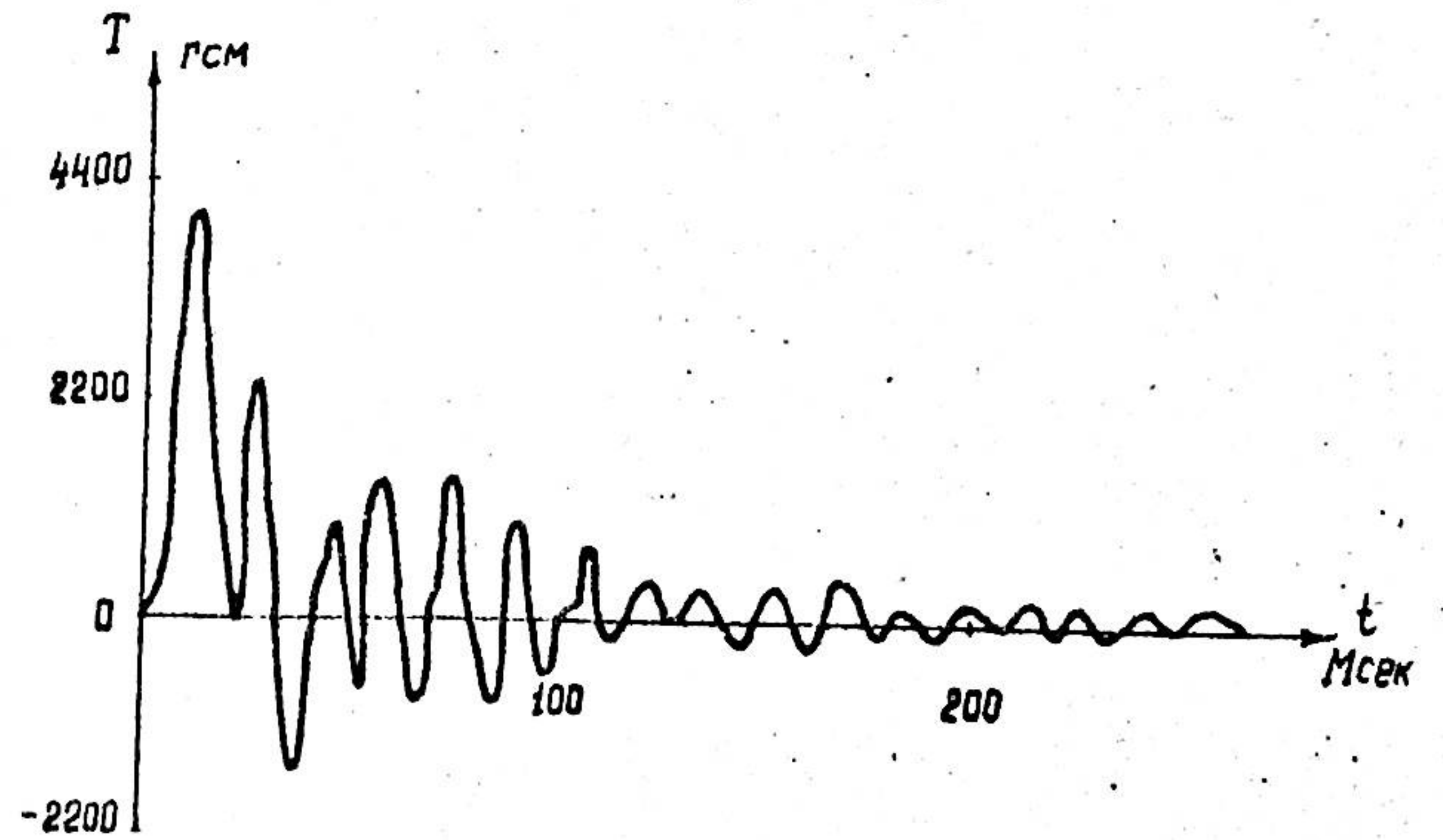
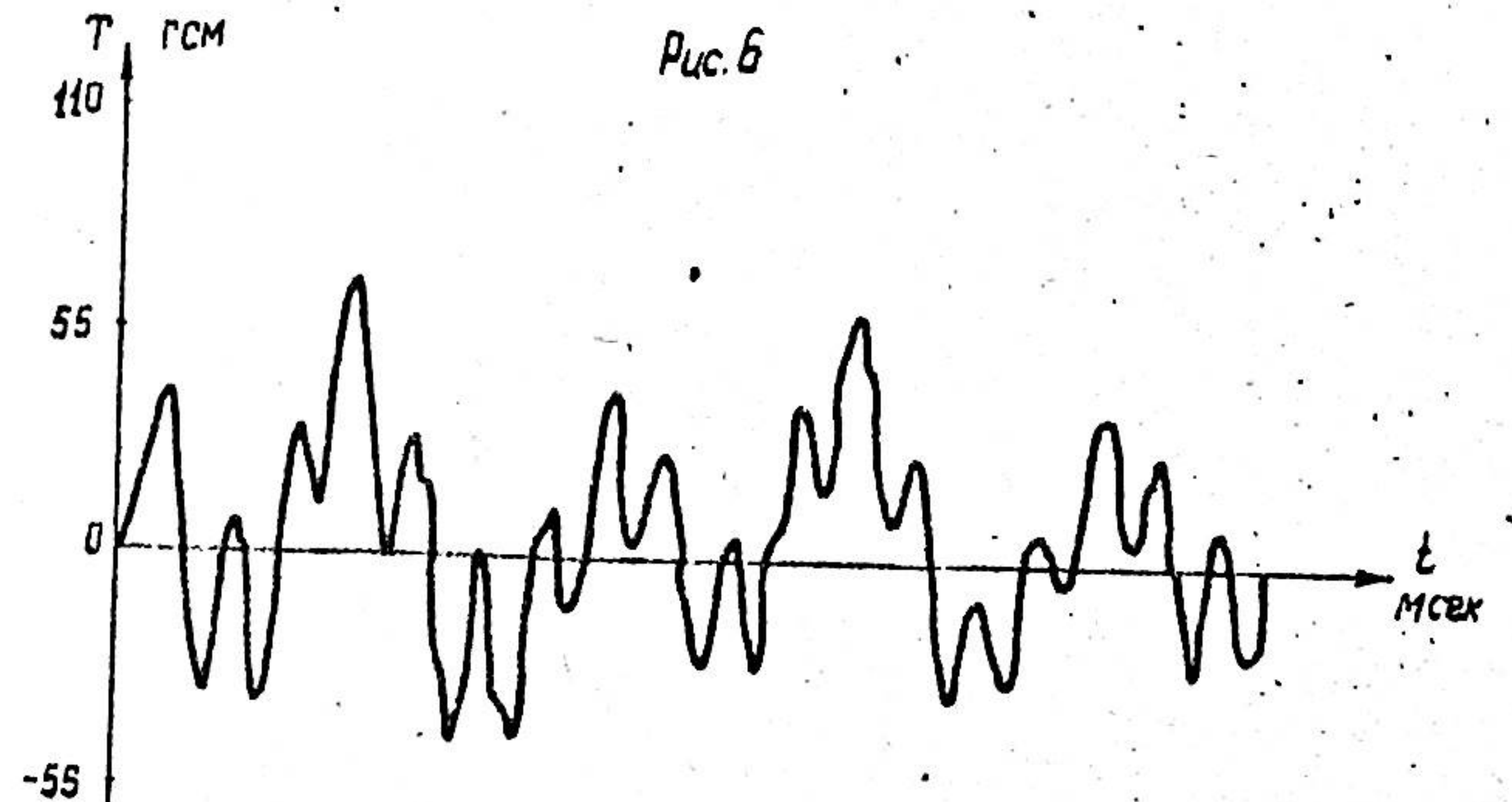
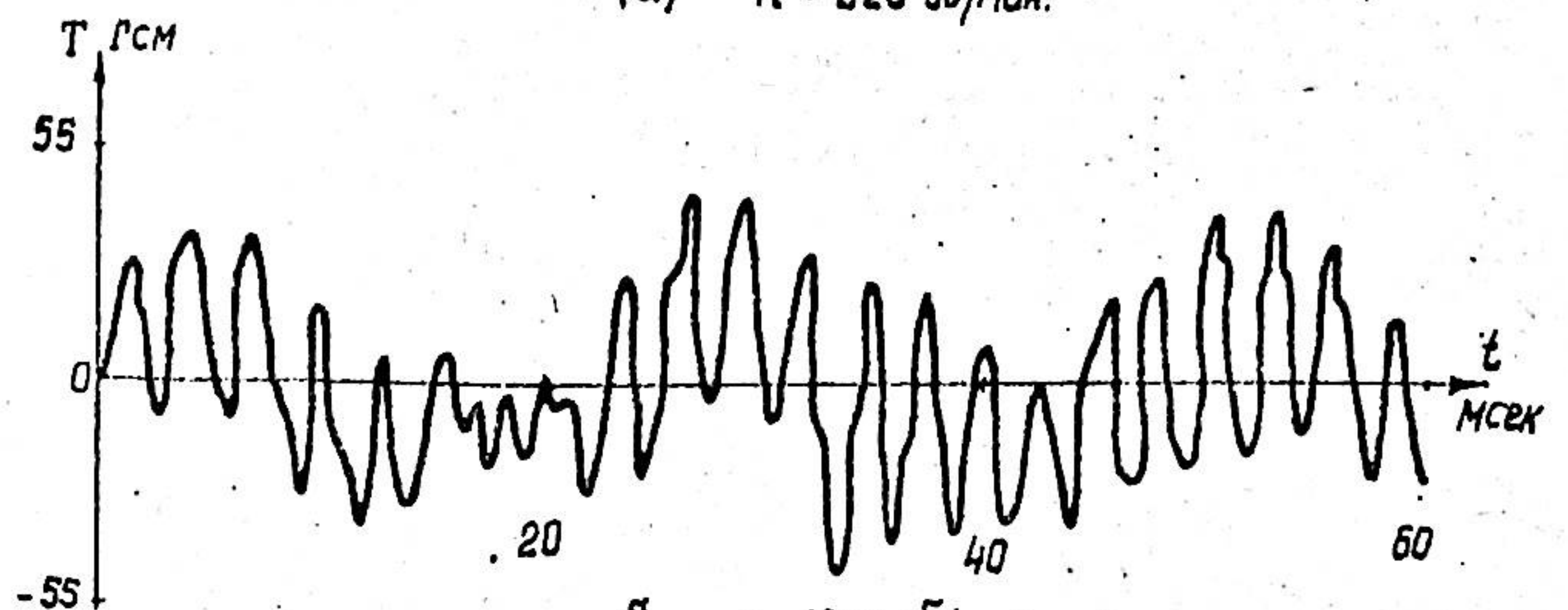


Рис. 6



(а) -  $n = 220$  об/мин.



б) -  $n = 1200$  об/мин.

Рис. 7