

Э
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
2 1998

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛО-
ВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»
(г. ЗАПОРОЖЬЕ)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНД-
РИЕНКО П.Д.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главно-
го редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,
ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИН-
КЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХО-
ТИН В.А.

Адрес редакции:

123242, Москва,
Зоологическая ул., 11, комн. 213
Факс/телефон: 254-11-52

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Попов В.И.** Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при нецелом числе $z/3$ 1
- Попов В.И.** Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при целых числах $z/3$ 7
- Волохов С.А., Добродеев П.Н., Кильдишев А.В.** Диагностирование обрыва стержня клетки ротора асинхронного электродвигателя 13
- Кравчик Н.Э., Кравчик А.Э.** Аналитическое решение задачи вытеснения тока в стержнях роторов асинхронных двигателей с глубокими пазами произвольной формы 16
- Давыденко О.Б., Казанский В.М.** Схема замещения синхронного реактивного электродвигателя со слоистым ротором 18

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Шрейнер Р.Т., Поляков В.А.** Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора 23
- Акимов Л.А., Колотило В.И.** Формирование сигнала, пропорционального моменту нагрузки, в электроприводах с системами подчиненного регулирования и наблюдателями состояния 29
- Иванов А.Г., Михайлов В.В.** Параллельная работа тиристорных преобразователей электроприводов постоянного тока ЭПУ1..36
- Комлев В.П., Андрианов М.В.** Применение метода структурного аналитического моделирования для анализа САУ электроприводами 40
- Шевченко В.И.** Определение моментов электродвигателей и муфт в многодвигательном асинхронном электроприводе 44
- Залялеев С.Р.** О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода 48
- Шпиглер Л.А., Войтенко В.А., Ситченко В.М., Николаенко А.Н.** Исследование момента асинхронного двигателя в электроприводе с косвенной ориентацией вектора потокоцепления ротора 54
- Райхман А.Е.** POWERTRAIN — современное решение проблемы управления электроприводом 57

ИССЛЕДОВАНИЯ

- Мартынов А.П., Салимоненко Д.А., Салимоненко Е.А.** Применение методов линейного программирования с переменными коэффициентами при проектировании и анализе сложных электрических цепей, описываемых линейными уравнениями 59
- Семинар** "Продукция раменского электромеханического завода "Энергия" 63

Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при нецелом числе $z/3$

В.И.ПОПОВ, доктор техн.наук, чл.-кор. РАЭН

Волжский ГИПИ (Н.Новгород)

Предложены и исследованы новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток машин переменного тока при нецелом числе $z/3$ пазов, $2p=4, 6, 8$ полюсах, характеризующиеся пониженной несимметрией напряжений и улучшенным гармоническим составом МДС. Разработана методика определения электромагнитных параметров обмоток по многоугольникам МДС и звездам пазовых ЭДС, даны сравнения основных показателей новых трехфазных обмоток при $z=28$ пазах с известными и показаны их преимущества.

Обмотки фазного ротора трехфазных асинхронных машин могут выполняться как при целом числе q пазов z на полюс p и фазу m , так и при дробном его значении

$$q = z/(2pm) = b + c/d = N/d, \quad (1)$$

при этом для дробных несимметричных обмоток при нецелом числе z/m ($z/3$) известные условия симметрии [1] не выполняются.

Трехфазные дробные несимметричные обмотки такого вида по [1] характеризуются повышенным содержанием гармонических в МДС, а также высокой степенью несимметрии напряжений. Исследуемые ниже новые схемы трехфазных двухслойных петлевых несимметричных обмоток при нецелом числе $z/3$ имеют пониженные значения коэффициентов несимметрии линейных напряжений $K_{\text{нес}}$ и дифференциального рассеяния σ_d , формируются по известным группировкам катушек в катушечных группах и выполняются из концентрических неравновитковых катушек с увеличенными числами витков $(1+x)w_k$ для одних и уменьшенными $(1-x)w_k$ для других при одинаковом числе $2w_k$ витков в паду, а параметр x определяется из условия максимально возможного снижения коэффициента несимметрии линейных напряжений.

Для исследуемых несимметричных $m=3$ -фазных, $2m$ -зонных двухслойных обмоток вместо изображения развернутых схем используются развертки по падам фазных зон, обозначаемых как $A-X$, $B-Y$, $C-Z$ для I, II, III фаз и чередующихся в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$, а зоны X , Y , Z смещены относительно A , B , C на 180° и их катушечные группы включаются в фазах встречно группам зон A , B , C .

Группировка катушек в катушечных группах трехфазных несимметричных обмоток при нецелом числе $z/3$ должна определяться для всей обмотки, а не для ее части, соответствующей d или md группам [1].

Если числа пазов z и пар полюсов p имеют общий делитель t , то обмотка содержит t частей, занимающих одинаковые положения в магнитном поле, т.е. всей обмотке соответствуют t звезд пазовых ЭДС с z/t векторами в каждой из них; t может равняться и 1.

Таким образом, для несимметричных обмоток рассматриваемого вида по (1) $z = Nt$, $2pm = dt$ и $N = z/t$, тогда для основной гармонической ЭДС (МДС) электрические углы сдвига соседних пазов (α_n) и соседних векторов (α_m) звезды пазовых ЭДС равны

$$\alpha_n = 360^\circ p/z = 180^\circ/(mq); \quad (3)$$

$$\alpha_m = 180^\circ/N = 180^\circ/(z/t) = \alpha_n m/d, \quad (4)$$

т.е. между двумя векторами соседних пазов (при вывернутых на 180° векторах зон X , Y , Z) располагаются $(d/m-1)$ других векторов и номера последовательных пазов звезды пазовых ЭДС соответствуют D -рядам по [1] при разности номеров D , равной

$$D = (mNP + m)/d, \quad (5)$$

где $P \geq 0$ — наименьшее целое число полюсных делений между двумя соседними векторами звезды пазовых ЭДС, при котором число D — целое; при $d = m$ и значении $P = 0$ имеем $D = 1$.

При известном значении D (5) определяют ряды номеров последовательных пазов звезды пазовых ЭДС; число таких рядов для всей

обмотки равно t с N пазами в каждом, а каждый последующий ряд получается из предыдущего прибавлением к нему числа N . Максимальный коэффициент распределения для основной гармонической ЭДС получается при разделении z пазов, представленных t рядами, на m фаз таким образом, чтобы каждая фаза содержала одно и то же число пазов и чтобы пазы каждой фазы были возможно ближе друг к другу. Так как число пазов z не кратно числу фаз $m = 3$, то равные числа катушек для фаз могут получаться только при удалении некоторых катушек в соответствии с [1], или же их частей в предлагаемых обмотках, при этом в отличие от симметричных обмоток числа малых и больших катушечных групп в разных фазах получаются различными; при их формировании стремятся к получению возможно меньшей несимметрии напряжений.

Последовательность больших и малых групп в группировке дробной несимметричной обмотки рассматриваемого вида не зависит, как и в симметричных обмотках [1], от целой части b числа q по (1) и определяется дробной частью c/d , но ее группировка должна определяться для всей обмотки, т.е. для $6p$ ее групп. Обмотки рассматриваемого вида при $z/3$, не равном целому числу ($2p/d$ не равно целому числу), имеют знаменатель дробности d числа q по (1), кратный трем ($d/3$ равно целому числу).

Исследование несимметричных трехфазных обмоток показано ниже для $z = 28$ пазов при $2p = 4, 6, 8$ полюсах; числам $q = 28/(3 \cdot 4) = 2 + 1/3$ при $2p=4$ и $b=2$, $q=28/(3 \cdot 6) = 1 + 5/9$ при $2p=6$ и $b=1$, $q=28/(3 \cdot 8) = 1 + 1/6$ при $2p=8$ и $b=1$ соответствуют (для $b=0$) группировки из $6p$ групп [1]:

$$0 \perp 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ (2p=4); \quad (6)$$

$$\perp \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ (2p=6); \quad (7)$$

$$\perp \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ (2p=8), \quad (8)$$

где черточкой снизу отмечены катушечные группы, в которых по [1] выключается начальная или конечная катушка; при $b \neq 0$ к элементам этих рядов прибавляется число b .

Трехфазные дробные несимметричные обмотки исследуются с помощью звезд пазовых ЭДС и многоугольников, а также могут исследоваться матричным методом по структурным матрицам обмоток [5].

Несимметрия исследуемых обмоток оценивается по звездам пазовых ЭДС по методике [2] аналитического разложения несимметричной системы трехфазных линейных напряжений обмотки $E_{AB} = a$, $E_{BC} = b$, $E_{CA} = c$ на составляющие прямой $\Pi_{пр}$ и обратной $\Pi_{обр}$ последовательностей, по которым определяется значение коэффициента $K_{нec}$ (%) несимметрии:

$$\left. \begin{aligned} S &= a + b + c; \\ A &= (a^2 + b^2 + c^2) / 6; \\ B &= \sqrt{3S(S - 2a)(S - 2b)(S - 2c)} / 6; \\ \Pi_{пр} &= \sqrt{A + B}; \quad \Pi_{обр} = \sqrt{A - B}; \\ K_{нec\%} &= (\Pi_{обр} / \Pi_{пр}) \cdot 100. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Электромагнитные свойства исследуемых обмоток оцениваются коэффициентом дифференциального рассеяния σ_d , характеризующим суммарное содержание различных гармонических в МДС обмоток. Процентное значение коэффициента σ_d достаточно просто и точно (с учетом всего спектра гармонических МДС) определяется из многоугольников МДС обмоток по выражениям [6—10]:

$$\sigma_d = [(R_d / R)^2 - 1] \cdot 100; \quad R_d^2 = \left(\sum_1^z R_i^2 \right) / (qd);$$

$$R = z K_{об} / (p\pi), \quad (10)$$

где R_d^2 — квадрат среднего радиуса z пазовых точек многоугольника МДС: R — радиус окружности для основной гармонической МДС при обмоточном коэффициенте $K_{об}$.

Многоугольники МДС строятся в соответствии с чередованиями фазных зон обмотки по вспомогательной треугольной сетке, ее сторона соответствует вектору полного тока одного слоя паза фазной зоны и токи фазных зон изображаются в центре многоугольников симметричной системой единичных векторов последовательности $A-Z-B-X-C-Y$; значения R_i^2 пазовых точек определяются по теореме косинусов.

Коэффициент дифференциального рассеяния σ_d по (10), определяемый по многоугольникам МДС без учета размеров и пазовой геометрии магнитопровода, позволяет оценивать и сравнивать параметры различных видов и модификаций трехфазных обмоток асинхронной и синхронной машин независимо от их конструкции [3, 4].

Исследуемые трехфазные двухслойные дробные несимметричные обмотки содержат $6p$ катушечных групп, имеющих буквенно-цифровую нумерацию от 1Γ до $(6p)\Gamma$ и на рис.1—3 для них показаны:

— развертки по пазам фазных зон при неравновитковых катушках и зачерненным пазами, соответствует уменьшенное $(1-x)w_k$ число витков в слое, а кружочками отмечены пазы с выключенным по [1] катушкам;

— многоугольники МДС для обмоток исходной с равновитковыми катушками ($x=0$) при выключенных катушках по [1] и предлагаемых

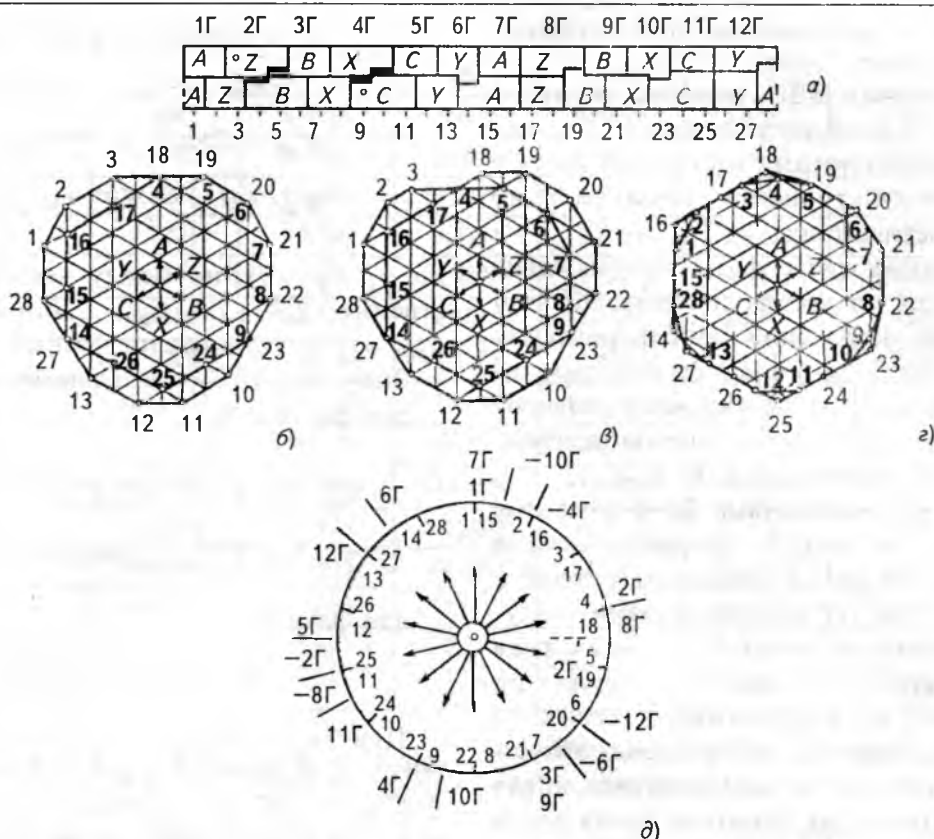


Рис.1. Чередования по пазам фазных зон (а), многоугольники МДС (б, в, г) и звезда пазовых ЭДС (д) трехфазной несимметричной дробной обмотки при $q=7/3$, $p=2$, $z=28$

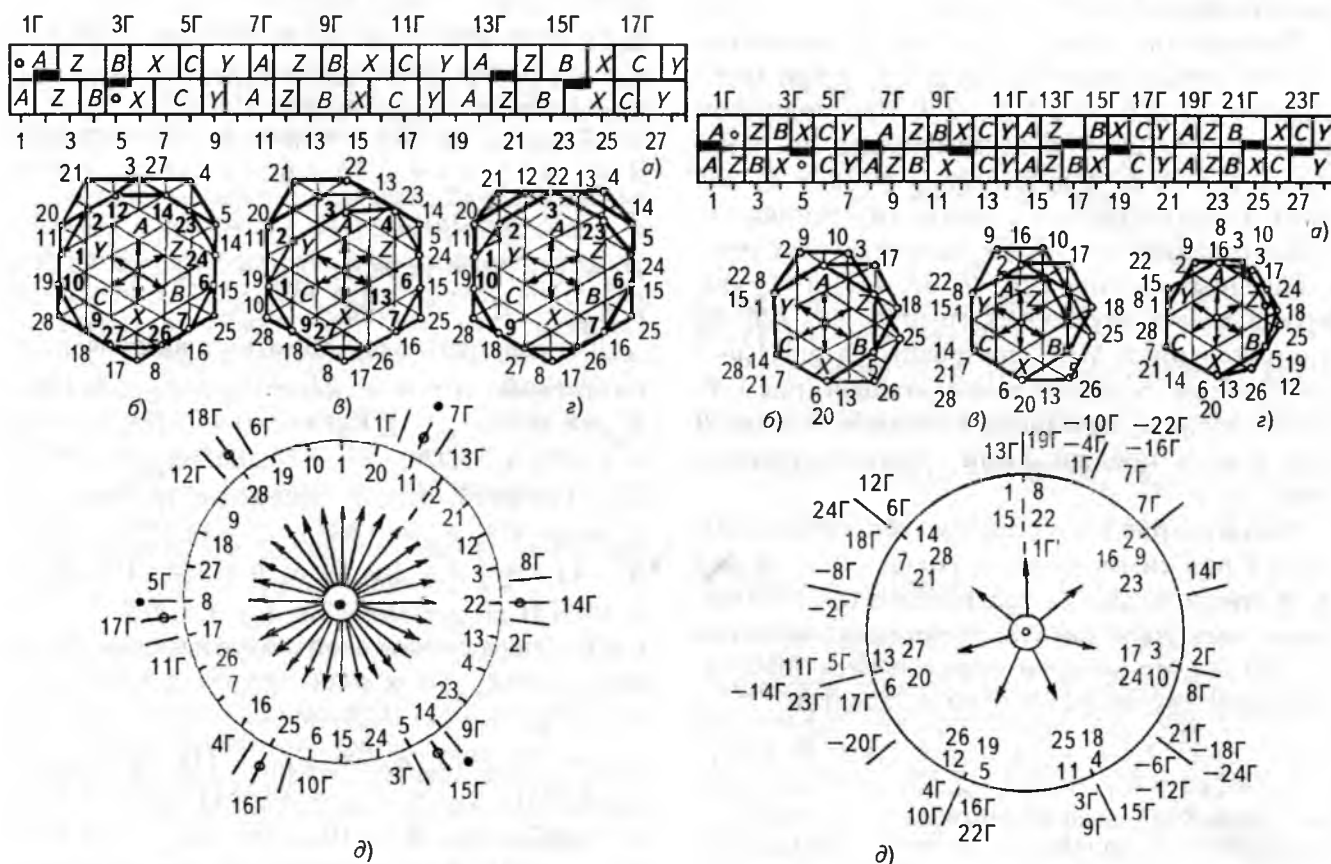


Рис.2. То же, что и на рис.1, но для обмотки при $q=14/9$, $p=3$, $z=28$

Рис.3. То же, что и на рис.1, но для обмотки при $q=7/6$, $p=4$, $z=28$

неравновитковых, построенные при одинаковом масштабе сетки;

— звезда пазовых ЭДС верхнего пазового слоя с разметкой осей катушечных групп, где оси групп с выключенными по (6)—(8) катушками отмечены пунктирными линиями и их номерам приписан штрих.

ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов определяются из звезды пазовых ЭДС по коэффициентам укорочения концентрических катушек $K_{yi} = \sin(\pi y_{pi}/6q)$ с использованием теорем синусов и косинусов, учитывая разворот на 180° векторов ЭДС групп с четными номерами, соответствующих зонам X, Y, Z .

Трехфазные несимметричные $2p=4$ -полюсные обмотки при $q = b+1/3$ формируются в $z=4(3b+1)$ пазах из $6p=12$ катушечных групп с номерами от $1Г$ до $12Г$ с группировкой, получаемой прибавлением числа b к числам ряда (6), ее $(b+1)$ -катушечные группы содержат по $(1-x)w_k$ витков во внутренней катушке, а b -катушечные группы $6Г, 10Г$ содержат катушку с $(1+x)w_k$ витками, и эквивалентное число полностью заполненных обмоткой пазов равно $z'=z-2x$; средний шаг по пазам катушек равен $y_{п.ср}=(3b-k)$ при $k=0$ для $b=1$ и 2 , $k=1$ для $b=3, 4$, $k=2$ для $b=5$, а значение параметра x выбирается в пределах от $0,4$ до $0,5$.

Выполнение обмотки по такому алгоритму для $b=2$ ($z=28$) показано на рис.1, а при группировке $2\ 3\ 2\ 3\ 2\ 2\ 3\ 2\ 2\ 2\ 3$. При полюсном делении $\tau_n=z/2p=7$ шаги ее катушек по пазам равны $y_{pi}=8, 6, 4$ и $7, 5$ ($y_{п.ср}=3b=6$) для трех- и двухкатушечных групп; внутренняя катушка содержит по $(1-x)w_k$ витков во всех трехкатушечных группах ($2Г, 4Г, 8Г, 12Г$) и $(1+x)w_k$ витков в двухкатушечных группах $6Г, 10Г$. Ее многоугольники МДС построены на рис.1, б—г для обмоток: исходной равнобитковой (рис.1, б), с выключенной начальной катушкой группы $2Г$ (рис.1, в) и предлагаемой неравнобитковой (рис.1, г).

Обмотке рис.1, а соответствует звезда ЭДС рис.1, д при симметричном смещении осей фаз A, B относительно C , содержащая $(z/2)=14$ -лучевую звезду с углом сдвига соседних векторов $\alpha_n=360^\circ/14$, по которой определяются ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов:

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.ГА} &= E_{1Г+7Г+10Г}; & \sum E''_{к.ГА} &= E_{4Г}; \\ \sum E'_{к.ГВ} &= E_{3Г+6Г+9Г}; & \sum E''_{к.ГВ} &= E_{12Г}; \\ \sum E'_{к.ГС} &= E_{2Г+8Г}; & \sum E''_{к.ГС} &= E_{5Г+11Г}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= \arcsin[(\sum E'_{к.ГА} / E_{\phi A}) \times \\ &\times \sin(180^\circ - \alpha_n / 2)] = \gamma_B; \\ \phi_{AB} &= (2b+1) \cdot \alpha_n - 2\gamma_A; \\ \phi_{BC} &= \phi_{CA} = (360^\circ - \phi_{AB}) / 2, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где γ_A, γ_B — углы между векторами соответственно $\sum E'_{к.ГА}$ и $E_{\phi A}$, $\sum E'_{к.ГВ}$ и $E_{\phi B}$; $\phi_{AB}, \phi_{BC}, \phi_{CA}$ — углы сдвига фазных ЭДС.

Значения ЭДС определяются выражениями: для фаз A и B

$$\begin{aligned} E_{\phi}^2 &= (\sum E'_{к.Г})^2 + (\sum E''_{к.Г})^2 - \\ &- \sum E'_{к.Г} \sum E''_{к.Г} \cdot 2 \cos(180^\circ - \alpha_n / 2); \end{aligned} \quad (13)$$

для фазы C

$$E_{\phi} = \sum E'_{к.Г} + \sum E''_{к.Г}. \quad (14)$$

При $2w_k=2$ витках в пазу по (11)—(14) при ЭДС $\sum E'_{к.ГА} = \sum E'_{к.ГВ} = 5,70291 + x \cdot 0,90097$, $\sum E''_{к.ГА} = \sum E''_{к.ГВ} = 2,73169 - x \cdot 0,78183$, $E_{\phi C} = 9,1170 - 2x \cdot 0,781831$ вычисляются и сводятся в таблицу параметры.

Для равнобитковой исходной обмотки ($x=0$) — $E_{\phi A} = E_{\phi B} = 8,3882$; $E_{\phi C} = 9,1700$; $K_{об} = \sum E_{\phi} / z = 0,9267$; $\gamma_A = \gamma_B = 4,1556$; $\phi_{AB} = 120,260$; $\phi_{BC} = \phi_{AC} = 119,870$, тогда линейные напряжения равны $a = E_{AB} = 14,5478$; $b = E_{BC} = c = E_{CA} = 15,2009$ и по (9) $S = a + b + c = 44,9496$; $A = (a^2 + b^2 + c^2) / 6 = 1\ 1\ 2, \ 2\ 9\ 5\ 5$; $B = \sqrt{3S(S-2a)(S-2b)(S-2c)} / 6 = 112,1086$; $\Pi_{пр} = \sqrt{A+B} = 14,9801$; $\Pi_{обр} = \sqrt{A-B} = 0,4323$ и $K_{нес} = (\Pi_{обр} / \Pi_{пр}) 100 = 2,89\%$.

Для равнобитковой обмотки с выключенной катушкой группы $2Г$ — $E_{\phi A} = E_{\phi B} = 8,3882$; $E_{\phi C} = 8,3024$; $K_{об} = \sum E_{\phi} / (z-1) = 0,9288$; $\gamma_A = \gamma_B = 4,1556$; $\gamma_C = 2,9205$; $\phi_{AB} = 120,2601$; $\phi_{BC} = 122,7904$; $\phi_{CA} = 116,9495$, тогда линейные напряжения $E_{AB} = 14,5478$, $E_{BC} = 14,6535$, $E_{CA} = 14,2273$ и по (9) $S = 43,4286$; $A = 104,7966$; $B = 104,7313$; $\Pi_{пр} = 14,4751$; $\Pi_{обр} = 0,2555$ и $K_{нес} = 1,77\%$.

Для неравнобитковой обмотки (при $x=0,4$) — $E_{\phi A} = E_{\phi B} = 8,4388$; $E_{\phi C} = 8,5445$; $K_{об} = \sum E_{\phi} / (z-2x) = 0,9346$; $\gamma_A = \gamma_B = 3,6571$; $\phi_{AB} = 121,2572$; $\phi_{BC} = \phi_{AC} = 119,3714$; $E_{AB} = 14,7081$; $E_{BC} = E_{CA} = 14,6613$; $S = 44,0307$; $A = 107,7059$; $B = 107,7050$; $\Pi_{пр} = 14,6769$; $\Pi_{обр} = 0,03$; $K_{нес} = 0,20\%$, т.е. эффективность неравнобитковой обмотки рис.1, а по коэффи-

Параметры при $z=28$	$2p = 4$		$2p = 6$		$2p = 8$	
	[1]	$x = 0,4$	[1]	$x = 0,4$	[1]	$x = 0,4$
$E_{\Phi A}$	8,3882	8,4388	8,3976	8,5922	8,3882	8,4291
$E_{\Phi B}$	8,3882	8,4388	8,3976	8,3976	8,3882	8,0792
$E_{\Phi C}$	8,3024	8,5445	8,3976	8,3976	8,3024	7,9901
$K_{об}$	0,9288	0,9346	0,9331	0,9334	0,9288	0,9280
γ_A	4,1556	3,6571	2,8873	0	8,7015	5,7604
γ_B	4,1556	3,6571	2,8873	2,8873	8,7015	9,0370
γ_C	2,9205	0	2,8873	2,8873	2,9205	3,0347
φ_{AB}	120,2601	121,2572	115,7143	118,6016	120,2601	117,6545
φ_{BC}	122,7904	119,3714	122,7967	122,7968	122,7904	122,5692
φ_{AC}	116,9495	119,3714	121,4890	118,6016	116,9495	119,7763
E_{AB}	14,5478	14,7081	14,2209	14,6092	14,5478	14,1258
E_{BC}	14,6535	14,6613	14,7457	14,7457	14,6534	14,0931
E_{CA}	14,2273	14,6613	14,6530	14,6092	14,2273	14,2051
$K_{нес}, \%$	1,77	0,20	2,31	0,58	1,76	0,47
$\sigma_{д}, \%$	4,24	2,83	5,57	5,41	14,34	11,55

циенту несимметрии $K_{нес}$ возрастает в $1,77/0,20 = 8,8$ раза.

По многоугольникам МДС рис.1,б,г

$$R_d^2 = (496 - 72x + 26x^2)/28, \quad (15)$$

откуда по (10) для исходной обмотки ($x=0$) — $R_d^2 = 496/28$ и $\sigma_d = 3,88\%$; для обмотки с выключенной катушкой — $R_d^2 = 465/28$ и $\sigma_d = 4,24\%$; для неравновитковой обмотки при $x = 0,4$ — $R_d^2 = 471,36/28$ и $\sigma_d = 2,83\%$, т.е. σ_d обмотки рис.1,а снижается в $4,24/2,83 = 1,5$ раза.

Трехфазные несимметричные $2p=6$ -полюсные обмотки при $q=b+5/9$ формируются в $z = 2(9b+5)$ пазах из $6p=18$ катушечных групп с номерами $1\Gamma...18\Gamma$ при группировке по (7), ее $(b+1)$ -катушечных групп $1\Gamma, 13\Gamma$ содержат $(1-x)w_k$ витков во внутренней катушке и эквивалентное число полностью заполненных пазов равно $z' = z - 2x$; средний шаг катушек $y_{п.ср} = (3b + k)$ при $k=1$ для $b=1$, $k=0$ для $b=2$, 3 и $k=-1$ для $b=4$, а параметр x выбирается в пределах от $0,4$ до $0,5$.

Выполнение обмотки по такому алгоритму для $b=1$ ($z=28$) с группировкой $2\ 2\ 1\ 2\ 1\ 2\ 1\ 2\ 1\ 2\ 1\ 2\ 1\ 2\ 1$ показано на рис.2,а. При $\tau_n = 14/3$ шаги ее катушек равны $y_{пi} = 5, 3$ и 4 ($y_{п.ср} = 3 \cdot b = 6$) для двух- и однакатушечных групп, многоугольники МДС рис.2,б—г построены по условиям рис.1,б—г.

Обмотке рис.2,а соответствует звезда пазовых ЭДС рис.2,д при симметричном смещении осей фаз B и C относительно A , содержащая z -лучевую звезду с углом сдвига соседних пазов $\alpha_n = 360^\circ p/z = 3 \cdot \alpha$ и векторов $\alpha = 360^\circ/z$; оси векторов $\sum E'_{к.Г}$ и $\sum E''_{к.Г}$ фаз помечены точка-

ми. По рис.2,д определяются ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.Г A} &= E_{1\Gamma+7\Gamma+13\Gamma}; & \sum E''_{к.Г A} &= E_{4\Gamma+10\Gamma+16\Gamma}; \\ \sum E'_{к.Г B} &= E_{6\Gamma+12\Gamma+18\Gamma}; & \sum E''_{к.Г B} &= E_{3\Gamma+9\Gamma+15\Gamma}; \\ \sum E'_{к.Г C} &= E_{2\Gamma+8\Gamma+14\Gamma}; & \sum E''_{к.Г C} &= E_{5\Gamma+11\Gamma+17\Gamma}; \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} \gamma_B &= \arcsin[(\sum E''_{к.Г B} / E_{\Phi B}) \times \\ &\quad \times \sin(180^\circ - \alpha / 2)] = \gamma_C; \\ \varphi_{BC} &= (6b + 4) \cdot \alpha - 2\gamma_B; \\ \varphi_{AB} &= \varphi_{CA} = (360^\circ - \varphi_{BC}) / 2, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

а ЭДС фаз определяется по (14) — для A и по (13) — для фаз B, C .

Расчеты по (16), (17), выполненные как и для предыдущей обмотки при $\sum E'_{к.Г A} = 4,63266 - x \cdot 1,6828$, $\sum E''_{к.Г A} = 4,63266$, $E_{\Phi A} = 9,26531 - x \cdot 1,6828$, $\sum E'_{к.Г B} = \sum E'_{к.Г C} = 4,63266$, $\sum E''_{к.Г B} = \sum E''_{к.Г C} = 3,7780$ и

$$R_d^2 = (226 - 32x + 6x^2)/28, \quad (18)$$

сводятся в таблицу, откуда видно: для обмотки рис.2,а коэффициенты $K_{нес}$ снижаются в $2,31/0,58 = 4,0$ раза и σ_d — в $5,57/5,41 = 1,03$ раза.

Трехфазные несимметричные $2p=8$ -полюсные обмотки при $q=b+1/6$ формируются в $z=4(6b+1)$ пазах из $6p=24$ катушечных групп с номерами $1\Gamma...24\Gamma$ при группировке по (8), ее $(b+1)$ -катушечные группы содержат по $(1-x)w_k$ витков

в катушках наружной 1Г, 7Г и внутренней 14Г, 21Г групп и эквивалентное число полностью заполненных обмоткой пазов $z' = z - 4x$; средний шаг катушек $y_{п.ср} = (3b - k)$ при $k=0$ для $b=1$, $k=1$ для $b=2$, $k=2$ для $b=3$, а параметр x выбирается в пределах от 0,4 до 0,5.

Выполнение по такому алгоритму обмотки с $b=1$ ($z=28$) при группировке 2 1 1 1 1 2 1 1 1 1 1 2 1 1 1 1 1 2 1 1 1 показано на рис.3,а при шагах ее катушек $y_{пi} = 4, 2$ и 3 ($y_{п.ср} = 3$, $b = 3$) для групп двух- и одно катушечных; многоугольники МДС рис.3,б—г построены по условиям рис.1,б—г.

Обмотке рис.3,а соответствует звезда ЭДС рис.3,д, содержащая $(z/4)$ -лучевую звезду с углом сдвига соседних пазов $\alpha_{п} = 360^\circ/7$, по которой определяются ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов:

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.ГA} &= E_{1Г+4Г+7Г+10Г+16Г+22Г}; \\ \sum E''_{к.ГA} &= E_{13Г+19Г}; \\ \sum E'_{к.ГB} &= E_{6Г+12Г+18Г+21Г+24Г}; \\ \sum E''_{к.ГB} &= E_{3Г+9Г+15Г}; \\ \sum E'_{к.ГC} &= E_{5Г+11Г+14Г+17Г+23Г+2Г+20Г}; \\ \sum E''_{к.ГC} &= E_{8Г}; \end{aligned} \right\} (19)$$

$$\left. \begin{aligned} \gamma &= \arcsin[(\sum E''_{к.Г} / E_{\Phi}) \sin(180^\circ - \alpha_{п} / 2)]; \\ \varphi_{AB} &= (2b)\alpha_{п} + \gamma_A + \gamma_B; \\ \varphi_{BC} &= (2b + 0,5)\alpha_{п} - \gamma_B + \gamma_C; \\ \varphi_{CA} &= (2b + 0,5)\alpha_{п} - \gamma_A - \gamma_C, \end{aligned} \right\} (20)$$

при этом ЭДС фаз A, B, C определяются по (13).

Расчеты по соотношениям (19), (20) для обмотки на рис.3,а, выполненные как и для обмотки рис.1,а, при ЭДС катушечных групп $\sum E'_{к.ГA} = 7,41323 - 2x \cdot 0,97493$, $\sum E''_{к.ГA} = 1,94986$, $\sum E'_{к.ГB} = 5,65647 - x \cdot 0,78183$, $\sum E''_{к.ГB} = 2,924784$, $\sum E'_{к.ГC} = 7,41323 - x \cdot 0,78183$, $\sum E''_{к.ГC} = 0,97493$ и

$$R_{д}^2 = (136 - 48x + 12x^2)/28, \quad (21)$$

сведены в таблицу, откуда видны снижения $K_{нес}$ в 1,76/0,47=3,7 раза и $\sigma_{д}$ в 14,34/11,55 = 1,24 раза.

Высокая эффективность исследованных обмоток по коэффициентам несимметрии $K_{нес}$ и

дифференциального рассеяния $\sigma_{д}$ показывает целесообразность их практического применения в электромашиностроении для фазного ротора трехфазных асинхронных машин, что позволяет улучшать их энергетические и виброакустические показатели. При этом используется сердечник ротора серийных АМ [3—4] с короткозамкнутой литой клеткой, что унифицирует машины с короткозамкнутым и фазным роторами, упрощает и удешевляет производство, так как отпадает необходимость в изготовлении специальных штампов для фазного ротора.

Выводы

1. Предложены новые схемы трехфазных двухслойных несимметричных обмоток при целом числе $z/3$, характеризующиеся пониженными несимметрией и содержанием гармонических МДС.

2. Разработана методика исследования параметров, позволяющая с учетом неравноитковости катушек определять коэффициенты несимметрии и дифференциального рассеяния несимметричных обмоток.

3. На примере трехфазных несимметричных обмоток с $z = 28$ пазами при $2p = 4, 6, 8$ полюсах исследованы параметры и показаны преимущества новых схем обмоток по сравнению с известными.

Список литературы

1. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока. М.-Л.: ГЭИ, 1959.
2. Петров Г.Н. Электрические машины. Ч. 2: Асинхронные и синхронные машины. М.-Л.: ГЭИ, 1963.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник/А.Э.Кравчик и др. М.: Энергоиздат, 1982.
4. Проектирование электрических машин: Учебник/Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1993.
5. Попов В.И. Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин//Электричество. 1984. № 11.
6. Попов В.И. Определение дифференциального рассеяния многофазных совмещенных обмоток ротора одномашиных преобразователей частоты//Электричество. 1987. № 6.
7. Попов В.И. Электромашины трехфазные дробные обмотки с пониженным дифференциальным рассеянием//Электричество. 1995. № 7.
8. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока (основы теории и расчетов) Н.Новгород: изд-во ВПИ, 1995.
9. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии РА//Электротехника. 1996. № 2.
10. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных электромашиных обмоток//Электричество. 1996. № 10.

Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при целых числах $z/3$

В.И.ПОПОВ, доктор техн. наук, чл.-кор. РАЭН

Волжский ГИПИ (Н.Новгород)

Предложены и исследованы новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток машин переменного тока при целых числах $z/3$ и $2p=6$ полюсах, характеризующиеся пониженной степенью несимметрии напряжений и улучшенным гармоническим составом МДС. Разработана методика определения электромагнитных параметров обмоток с использованием многоугольников МДС и звезд пазовых ЭДС, дано сравнение основных параметров предложенных обмоток с известными, показаны преимущества новых обмоток.

Трехфазные статорные обмотки электрических машин переменного тока и обмотки фазного ротора асинхронных машин могут выполняться как при целом числе q пазов z на полюс p и фазу m , так и при дробном его значении. Трехфазные двухслойные дробные обмотки при

$$q = z/(2pm) = b + c/d = N/d, \quad (1)$$

характеризуются двумя известными условиями симметрии [1]

$$2p/d = \text{ц.ч.}^1; \quad d/m \neq \text{ц.ч.}, \quad (2)$$

где c/d и N/d — несократимые дроби; $N=b+d+c=q$ — эквивалентное число пазов на полюс и фазу дробной обмотки; b — ц.ч.

По (2) возможны два вида несимметрии:

— обмотки всегда несимметричны при числе z не кратном m , т.е. при $z/m \neq \text{ц.ч.}$ — нарушении первого условия по (2);

— обмотки несимметричны при $d/m=\text{ц.ч.}$ даже для целых чисел z/m , т.е. при нарушении второго условия по (2).

Известные трехфазные несимметричные обмотки характеризуются высокой степенью несимметрии напряжений и повышенным содержанием гармонических МДС, что оказывает неблагоприятное влияние на работу электрических машин (повышенные вибрации, магнитные шумы и потери), и поэтому применение таких обмоток ограничено [2—5].

Исследуемые трехфазные дробные двухслойные петлевые несимметричные обмотки при целых числах z/m ($z/3$) и d/m ($d/3$) имеют пониженные значения коэффициентов дифференциального рассеяния σ_d и несимметрии линейных напряжений $K_{\text{нес}}$ по сравнению с известными несимметричными обмотками такого вида по [1]. Они формируются по известным группировкам катушек в катушечных группах, соответствующим максимальному коэффициенту

распределения для основной гармонической ЭДС (МДС), выполняются из неравновитковых концентрических катушек с увеличенными числами витков $(1+x)w_k$ для одних и уменьшенными $(1-x)w_k$ — для других катушек при сохранении одинакового числа $2w_k$ витков в пазу; параметр x может устанавливаться из условия максимально возможного снижения коэффициента несимметрии напряжений, а также определяться по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния [10—12]. Для исследуемых трехфазных несимметричных обмоток используются развертки пазовых слоев с разбивкой их на фазные зоны, обозначаемые как $A-X$, $B-Y$, $C-Z$ для соответственно I, II, III фаз, при этом зоны X , Y , Z смещены относительно A , B , C на 180° (электрических) и их катушечные группы включаются в фазах встречно относительно групп зон A , B , C ; они чередуются в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$.

Группировка катушек в катушечных группах трехфазных несимметричных обмоток при целом числе $z/3$

Группировка катушек несимметричных двухслойных дробных обмоток при целых числах z/m и d/m может определяться по электрическим углам сдвига пазовых векторов для основной гармонической ЭДС (МДС) с учетом того, что, в отличие от симметричных дробных обмоток, mN пазов образуют не одну звезду, а m звезд пазовых ЭДС с N пазами по (1) в каждой:

$$\alpha_{\pi} = 360^\circ p/z = 180^\circ/(mq);$$
$$\alpha_m = 180^\circ/N = \alpha_{\pi} m/d, \quad (4)$$

где α_{π} соответствует сдвигу векторов ЭДС двух соседних пазов сердечника, а α_m — сдвигу соседних векторов звезды пазовых ЭДС, отличному от угла $\alpha_m = 180^\circ/(mN)$ симметричных дробных обмоток.

По (4) $\alpha_{\pi}/\alpha_m = d/m$, поэтому в звезде пазовых ЭДС между двумя векторами соседних пазов располагаются $(d/m-1)$ других векторов и

¹ Ц.ч. — целое число.

номера последовательных пазов по звезде пазовых ЭДС соответствуют D -рядам по [1] симметричных дробных обмоток, но значение в них разности номеров D отлично от симметричных обмоток и равно

$$D = (mNP + m)/d, \quad (5)$$

где $P \geq 0$ — наименьшее целое число полюсных делений между двумя соседними векторами звезды пазовых ЭДС, при котором число D — целое; при $d = m$ и значении $P = 0$ имеем $D = 1$.

При известном значении D (5) определяют ряды номеров последовательных пазов звезды пазовых ЭДС. Число таких рядов на d групп равно числу фаз m , и каждый последующий ряд получается из предыдущего прибавлением к нему числа N . Максимальный коэффициент распределения для основной гармонической ЭДС получается при разделении mN пазов, представленных m рядами, на m фаз таким образом, чтобы каждая фаза содержала N пазов и пазы каждой фазы были возможно ближе друг к другу.

Последовательность больших и малых групп в группировке дробной несимметричной обмотки рассматриваемого вида не зависит, как и в симметричных обмотках, от целой части b числа q . Вместе с тем ее группировка, полученная для d групп, не представляет собой повторения m одинаковых частей (как в симметричных обмотках), а должна определяться для $m d$ групп, образующих группировку несимметричной обмотки, повторяемую $2p/d$ раза. В соответствии с (1) в каждой фазе на d групп приходится (с) больших групп с $(b+1)$ катушками и $(d-c)$ групп с b катушками.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки рассматриваемого вида при кратном трем числу пазов z ($z/3=3$ ц.ч.) имеют знаменатель дробности d числа q также кратный трем ($d/3=$ ц.ч.), чему соответствуют кратные трем числа полюсов ($2p=6, 12, 18, \dots$). При минимальном числе полюсов $2p=6$ знаменатель дробности d имеет значения $d=p=3$ или $d=2p=6$, тогда по (1) числитель дроби c/d может принимать значения $c=1, 2$ (при $d=3$) и $c=1, 5$ (при $d=6$), которым при числах $q=b+1/3, q=b+2/3, q=b+1/6, q=b+5/6$ соответствуют для $b=0$, группировки [1]:

$$1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ (c/d=1/3); \quad (6)$$

$$1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ (c/d=2/3); \quad (7)$$

$$1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ (c/d=1/6); \quad (8)$$

$$1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ (c/d=5/6). \quad (9)$$

Для $2p=6$ -полюсных обмоток при $b \neq 0$ группировки получаются по рядам (6)–(9) прибавлением к их элементам числа b , при этом двухслойная обмотка содержит $6p=18$ катушечных

групп, ряды (6)–(7) при $d=3$ повторяются $2p/d=2$ раза и обмотка может выполняться с $a=2$ ветвями, а ряды (8), (9) при $d=6$ не имеют повторений и обмотка не может иметь параллельных ветвей. При $2p=6t$ полюсах группировки по (6), (7) повторяются для всей обмотки $2t$ раза, а (8), (9) — t раз.

Методы исследования трехфазных несимметричных обмоток

Предлагаемые трехфазные дробные несимметричные обмотки исследуются с помощью звезд пазовых ЭДС, а также могут исследоваться и матричным методом по структурным матрицам обмоток [6], представляющим собой математическую запись схемы обмотки.

Наиболее характерным электромагнитным параметром обмотки является коэффициент дифференциального рассеяния, характеризующий суммарное содержание различных гармонических в МДС [5]

$$\sigma_d = x_d / x_{1\Gamma} = \sum_{v \neq 1}^{\infty} (K_{обv} / K_{об1})^2, \quad (10)$$

где x_d — индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния, а $x_{1\Gamma}$ — главное индуктивное сопротивление обмотки (статора), обусловленное основной гармонической поля; $K_{обv}$ и $K_{об1}$ — обмоточный коэффициент соответственно для v -й и основной гармонической поля обмотки (статора).

Процентное значение коэффициента σ_d (10) достаточно просто и точно, с учетом всего спектра гармонических МДС, определяется с использованием многоугольника МДС по выражениям [6–12]

$$\sigma_{d\%} = [(R_d/R^2) - 1] \cdot 100; \quad R_d^2 = \left(\sum_1^z R_i^2 \right) / qd; \quad (11)$$

$$R = zK_{об}/(p\pi),$$

где R_d^2 — квадрат среднего радиуса z пазовых точек многоугольника МДС, R — радиус окружности для основной гармонической МДС при обмоточном коэффициенте $K_{об}$.

Многоугольники МДС трехфазных обмоток строятся по вспомогательной треугольной сетке и ее сторона соответствует вектору полного тока одного слоя пазы фазной зоны, а токи фазных зон смещены на 60° и изображаются в центре многоугольников симметричной системой единичных векторов в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$; значения квадратов радиусов R_i^2 пазовых точек определяются по теореме косинусов.

Коэффициент дифференциального рассеяния $\sigma_{d\%}$ (11), определяемый без учета пазовой геометрии магнитопровода, позволяет производить оценку и объективное сравнение различных конструктивных модификаций обмоток трехфазных асинхронных и синхронных машин.

Для оценки несимметрии исследуемых обмоток используется методика [2] аналитического разложения несимметричной системы трехфазных линейных напряжений обмотки $E_{AB}=a$, $E_{BC}=b$, $E_{CA}=c$ на составляющие прямой $\Pi_{пр}$ и обратной $\Pi_{обр}$ последовательностей, по которым определяется процентное значение коэффициента $K_{нес}$ несимметрии по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} S &= a + b + c; \\ A &= (a^2 + b^2 + c^2) / 6; \\ B &= \sqrt{3S(S-2a)(S-2b)(S-2c)} / 6; \\ \Pi_{пр} &= \sqrt{A+B}; \quad \Pi_{обр} = \sqrt{A-B}; \\ K_{нес} &= (\Pi_{обр} / \Pi_{пр}) \cdot 100. \end{aligned} \right\} (12)$$

Как и для любой $m=3$ -фазной двухслойной $2m=6$ -зонной обмотки, в дробной несимметричной обмотке при $b \neq 0$ каждая фаза содержит $2p$ катушечных групп и при соединении ее схемы катушечные группы с четными номерами, соответствующие зонам X , Y , Z , включаются встречно группам с нечетными номерами, соответствующим зонам A , B , C . Ограничимся исследованием $2p=6$ -полюсных обмоток при $q=b+1/3$, содержащих $6p=18$ катушечных групп с номерами от $1Г$ до $18Г$. ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов определяются по звезде пазовых ЭДС по значениям коэффициентов укорочения $K_{y_i} = \sin(\pi y_{ni} / 6q)$ concentрических катушек с использованием теорем синусов и косинусов, учитывая разворот на 180° векторов ЭДС групп с четными номерами.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+1/3$ и $2p=6$

Такие обмотки формируются в $z=6(3b+1)$ пазах из $6p=18$ катушечных групп с concentрическими катушками при группировке, получаемой прибавлением b к числам ряда (6) и ее $b+1$ — катушечные группы содержат по $(1-x)w_k$ витков для внутренней катушки групп $1Г$, $8Г$, $15Г$, $17Г$ и для наружной катушки групп $6Г$, $10Г$, а группы $3Г$ и $13Г$ содержат катушку с $(1+x)w_k$ витками и эквивалентное число z' полностью заполненных обмоткой пазов равно $z' = z-4x$; средний шаг по пазам катушек принимается равным $y_{п.ср} = 3b-k$ при $k=0$ для $b=1$, 2 и $k=1$ для $b=3$, а значение x выбирается в пределах от $0,2$ до $0,3$.

Примеры выполнения обмоток при $q=b+1/3$ по такому алгоритму показаны на рис.1,2,3 для значений $b=1, 2, 3$.

При $q=1+1/3$ ($b=1$, $c=1$, $N=4$), полюсности $p=3$ обмотка имеет $z=6(3+1) = 24$ паза (рис.1,а) и содержит $6p=18$ катушечных групп при их группировке по (6) 211112121211112121. При

полюсном делении $\tau_n=4$ она выполняется с шагами катушек по пазам $y_{ni}=4$ и 2 ($y_{п.ср}=3b=3$) для concentрических двухкатушечных и $y_n=3$ однокатушечных групп и зачерненные пазы на рис.1,а содержат по $(2w_k-x)$ витков. Ее многоугольники МДС построены на рис.1,б,в в одинаковом масштабе треугольной сетки для обмоток исходной равновитковой (рис.1,б) и неравновитковой при $x=0,25$ (рис.1,в).

При $q=2+1/3$ ($N=7$) и $p=3$ обмотка (рис.2,а) имеет $z=42$ паза и группировку 3222323232223232 при шагах катушек $y_{ni}=8, 6, 4$ и $7, 5$ ($y_{п.ср}=3b=6$) для трех- и двухкатушечных групп; внутренняя катушка двухкатушечных групп $3Г$ и $13Г$ содержит по $(1+x)w_k$ витков. Многоугольники МДС рис.2,б,в построены по условиям рис.1,б,в.

При $q=3+1/3$ ($N=10$) и $p=3$ обмотка (рис. 3, а) имеет $z=60$ пазов и группировку 433334343433334343 при шагах катушек $y_{ni}=11, 9, 7, 5$ и $10, 8, 6$ ($y_{п.ср}=3b-1=8$) для четырех- и трехкатушечных групп; средняя катушка трехкатушечных групп $3Г$ и $13Г$ содержит по $(1+x)w_k$ витков. Многоугольники рис.3,б,в построены по условиям рис.1,б,в.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+1/3$ и $2p=6$ соответствуют звезды пазовых ЭДС рис.1,з-3,з с разметкой на них осей катушечных групп при симметричном сдвиге осей фаз A и B относительно фазы C , по которым определяются ЭДС катушечных групп, фаз и углы их сдвигов по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.Г.А} &= E_{4Г+7Г+13Г+16Г}; \quad \sum E''_{к.Г.А} = E_{1Г+10Г}; \\ E_{\Phi А}^2 &= (\sum E'_{к.Г.А})^2 + (\sum E''_{к.Г.А})^2 - \\ &- \sum E'_{к.Г.А} \sum E''_{к.Г.А} 2 \cos(180 - \alpha_{п} / 2); \end{aligned} \right\} (13)$$

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.Г.В} &= E_{3Г+9Г+12Г+18Г}; \quad \sum E''_{к.Г.В} = E_{6Г+15Г}; \\ E_{\Phi В}^2 &= (\sum E'_{к.Г.В})^2 + (\sum E''_{к.Г.В})^2 - \\ &- \sum E'_{к.Г.В} \sum E''_{к.Г.В} 2 \cos(180 - \alpha_{п} / 2); \end{aligned} \right\} (14)$$

$$\left. \begin{aligned} \sum E'_{к.Г.С} &= E_{8Г+17Г}; \quad \sum E''_{к.Г.С} = E_{2Г+11Г+5Г+14Г}; \\ E_{\Phi С} &= \sum E'_{к.Г.С} + \sum E''_{к.Г.С}; \end{aligned} \right\} (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= \arcsin[(\sum E''_{к.Г.А} / E_{\Phi А}) \times \\ &\times \sin(180^\circ - \alpha_{п} / 2)] = \gamma_B; \\ \Phi_{AB} &= (2b+1)\alpha_{п} - 2\gamma_A; \\ \Phi_{BC} &= \Phi_{AC} = (360^\circ - \Phi_{AB}) / 2, \end{aligned} \right\} (16)$$

где $\gamma_A = \gamma_B$ — углы сдвига векторов $\sum E'_{к.Г.А}$ и $E_{\Phi А}$, $\sum E'_{к.Г.В}$ и $E_{\Phi В}$; Φ_{AB} , Φ_{BC} , Φ_{AC} — углы

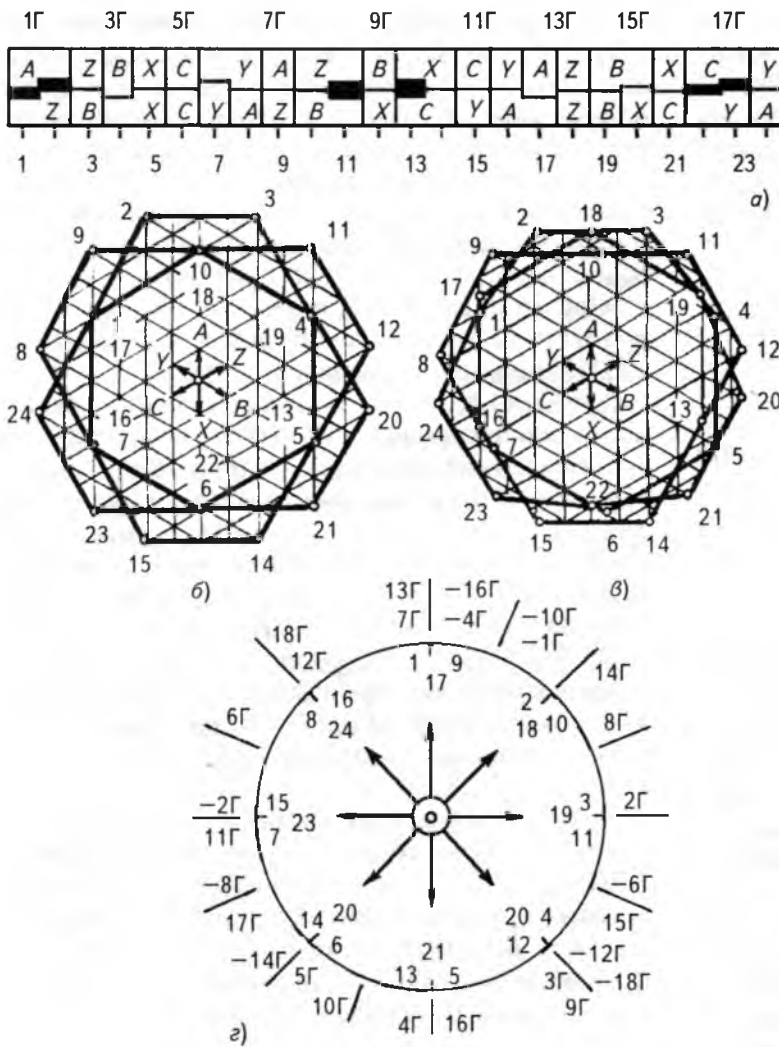


Рис.1. Чередования по пазам фазных зон (а), многоугольники МДС (б,в) и звезда пазовых ЭДС (г) трехфазной несимметричной дробной обмотки при $q=4/3$, $p=3$, $z=24$

сдвигов векторов фазных ЭДС.

При $2w_k=2$ витках в пазу по соотношениям (13)–(16) для обмотки рис.1,а при значении угла $\alpha_n = 45^\circ$, коэффициентах укорочения $K_{y_i} = \sin(\pi y_{pi}/6q)$ катушек 1,00 (для $y_{pi}=4$), 0,707107 (для $y_{pi}=2$), 0,92388 (для $y_{pi}=3$) и значениях ЭДС катушечных групп $\sum E'_{k,GA} = \sum E'_{k,GB} = 3,69552 + x \cdot 0,92388$, $\sum E''_{k,GA} = \sum E''_{k,GB} = 3,414214 - x \cdot 1,70711$, $\sum E'_{k,GC} = 3,414214 - x \cdot 1,414214$, $\sum E''_{k,GC} = 0,92388 \cdot 4 \cos(\alpha_n/2) = 3,41422$ и $E_{\phi C} = 6,82843 - x \cdot 1,414214$ вычисляются и сводятся в таблицу параметры:

для равновитковой исходной обмотки ($x=0$) — $E_{\phi A} = E_{\phi B} = 6,9733$; $E_{\phi C} = 6,8284$; $K_{об} = \sum E_{\phi}/z = 0,8656$; $\gamma_A = \gamma_B = 10,7991$; $\varphi_{AB} = 113,4018$, $\varphi_{BC} = \varphi_{AC} = 123,2991$; линейные напряжения равны: $a = E_{AB} = 11,6568$, $b = E_{BC} = c = E_{CA} = 12,1465$ и по (12): $S = a + b + c = 35,9498$; $A = (a^2 + b^2 + c^2)/6 = 71,8260$; $B =$

$$= \sqrt{3S(S-2a)(S-2b)(S-2c)} / 6 = 71,7208;$$

$$P_{пр} = \sqrt{A+B} = 11,9811; P_{обр} = \sqrt{A-B} = 0,3243 \text{ и } K_{нес} = (P_{обр}/P_{пр}) \cdot 100 = 2,71\%;$$

для неравновитковой обмотки (при $x=0,3$) — $E_{\phi A} = E_{\phi B} = 6,7459$; $E_{\phi C} = 6,4042$; $K_{об} = \sum E_{\phi}/(z-4x) = 0,8726$; $\gamma_A = \gamma_B = 9,4758$; $\varphi_{AB} = 116,0486$; $\varphi_{BC} = \varphi_{CA} = 121,9757$; $a = E_{AB} = 11,4473$; $b = E_{BC} = c = E_{CA} = 11,5012$; $S = 34,4497$; $A = 65,9326$; $B = 65,9314$; $P_{пр} = 11,4832$; $P_{обр} = 0,0346$ и $K_{нес} = 0,30$, т.е. для неравновитковой обмотки по рис.1,а при $x=0,3$ коэффициент несимметрии $K_{нес}$ снижается в $2,71/0,30 = 9,0$ раз.

По многоугольникам МДС рис.1,б,в определяется в общем виде значение R_d^2 для неравновитковой обмотки рис.1,а

$$R_d^2 = (132 - 52x + 22x^2)/24, \quad (17)$$

откуда по (11) вычисляются: для равновитковой исходной обмотки при $x=0$ — $R_d^2 = 132/24 = 5,5$ и (при $K_{об} = 0,8656$) $\sigma_d = 13,20$; для неравновитковой обмотки при $x=0,3$ — $R_d^2 = 118,38/24$ и (при $K_{об} = 0,8726$) $\sigma_d = 10,69$, т.е. эффективность по коэффициенту дифференциального рассеяния σ_d возрастает для неравновитковой обмотки рис.1,а в $13,2/10,69 = 1,24$ раза.

Подобными расчетами определяются и сводятся в таблицу параметры обмоток:

по рис.2,а при угле $\alpha_n = 360^\circ/14$, ЭДС $\sum E'_{k,GA} = \sum E'_{k,GB} = 7,603875 + x \cdot 0,90097$, $\sum E''_{k,GA} = \sum E''_{k,GB} = 5,46337 - x \cdot 1,75676$, $\sum E'_{k,GC} = 5,463374 - x \cdot 1,563662$, $\sum E''_{k,GC} = 1,90097 \cdot 4 \cos(\alpha_n/2) = 7,413232$, $E_{\phi C} = 12,87661 - x \cdot 1,563662$

$$R_d^2 = (744 - 154x + 40x^2)/42; \quad (18)$$

по рис.3,а при угле $\alpha_n = 18^\circ$, ЭДС $\sum E'_{k,GA} = \sum E'_{k,GB} = 11,04029 + x \cdot 0,95106$, $\sum E''_{k,GA} = \sum E''_{k,GB} = 7,14698 - x \cdot 1,694795$, $\sum E'_{k,GC} = 7,146978 - x \cdot 1,414214$, $\sum E''_{k,GC} = 2,76007 \cdot 4 \cos(\alpha_n/2) = 10,90436$, $E_{\phi C} = 18,05134 - x \cdot 1,414214$

$$R_d^2 = (2034 - 258x + 56x^2)/60. \quad (19)$$

Из таблицы видно, что для обмоток рис.2,а ($x=0,25$) и рис.3,а ($x=0,2$) коэффициент несимметрии $K_{нес}$ снижается до нуля, т.е. такие обмотки получаются практически симметрич-

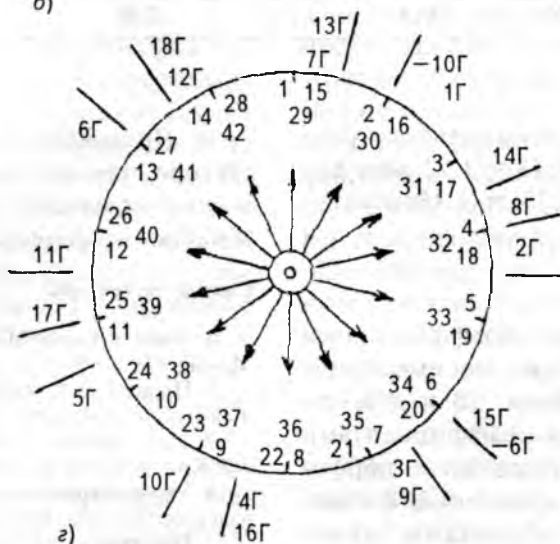
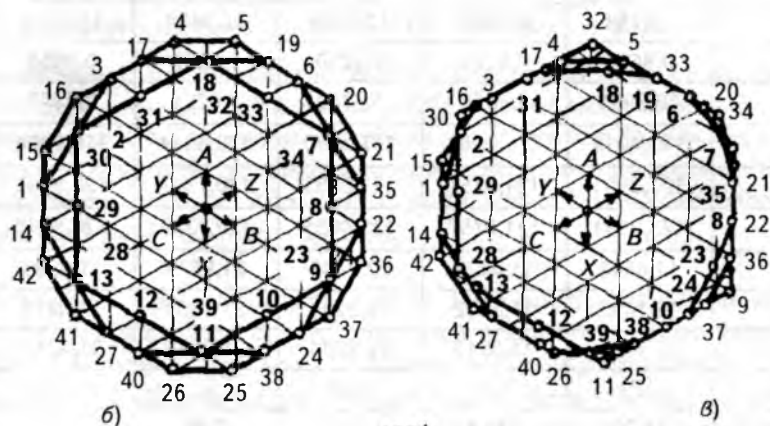
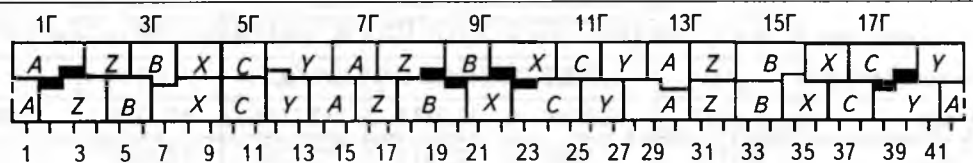


Рис.2. То же, что и на рис.1, но для обмотки при $q=7/3$, $p=3$, $z=42$

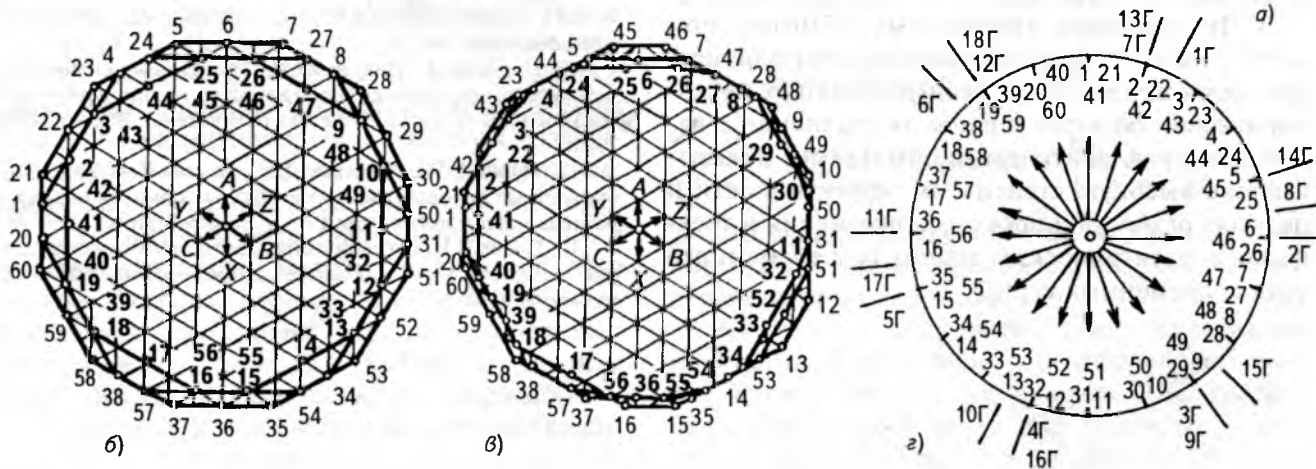
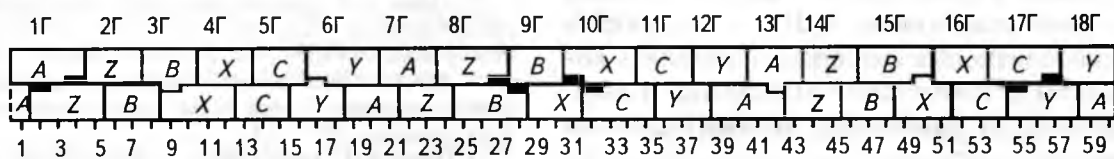


Рис.3. То же, что и на рис.1, но для обмотки при $q=10/3$, $p=3$, $z=60$

Параметры при $q=b+1/3$	$z = 24$		$z = 42$		$z = 60$	
	[1]	$x = 0,3$	[1]	$x = 0,25$	[1]	$x = 0,2$
$E_{\Phi A}$	6,9733	6,7459	12,9873	12,7763	18,1338	17,9863
$E_{\Phi B}$	6,9733	6,7459	12,9873	12,7763	18,1338	17,9863
$E_{\Phi C}$	6,8284	6,4042	12,8766	12,4857	18,0513	17,7685
$K_{\Phi 06}$	0,8656	0,8726	0,9250	0,9278	0,9053	0,9078
γ_A	10,7991	9,4758	5,3712	5,0201	3,5348	3,3946
Φ_{AB}	113,4018	116,0486	117,8290	118,5314	118,9304	119,2108
Φ_{BC}	123,2991	121,9757	121,0855	120,7343	120,5348	120,3946
Φ_{AC}	123,2991	121,9757	121,0855	120,7343	120,5348	120,3946
E_{AB}	11,6568	11,4473	22,2446	21,9636	31,2381	31,0286
E_{BC}	12,1465	11,5012	22,5204	21,9585	31,4213	31,0261
E_{CA}	12,1465	11,5012	22,5204	21,9585	31,4213	31,0261
$K_{\text{нес}}, \%$	2,71	0,30	0,82	0	0,39	0
$\sigma_d, \%$	13,20	10,69	4,25	3,48	2,06	1,73

ными; коэффициент дифференциального рассеяния σ_d снижается в $4,25/3,48 = 1,22$ раза для обмотки рис.2,а и в $2,06/1,73 = 1,19$ раза — для обмотки рис.3,а.

Выводы

1. Предложены новые высокоэффективные схемы трехфазных двухслойных несимметричных обмоток при целых числах $z/3$ и $d/3$, характеризующиеся пониженными коэффициентами несимметрии линейных напряжений и дифференциального рассеяния по сравнению с известными несимметричными обмотками такого вида.

2. Разработана методика исследования электромагнитных параметров по звездам пазовых ЭДС и многоугольникам МДС, позволяющая при неравновитковых катушках определять коэффициенты несимметрии напряжений и дифференциального рассеяния несимметричных обмоток.

3. На примере трехфазных обмоток при $q=b+1/3$ и $2p=6$ полюсах исследованы параметры предложенных схем несимметричных неравновитковых обмоток и даны их сравнения с известными равновитковыми обмотками, показывающие высокую степень их эффективности и целесообразность широкого применения в трехфазных электрических машинах переменного тока современных серий.

4. Применение предложенных обмоток на статоре или роторе трехфазных асинхронных машин позволяет улучшать их энергетические и виброакустические показатели.

Список литературы

1. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока. М.—Л.: ГЭИ, 1959.
2. Петров Г.Н. Электрические машины. Ч. 2. Асинхронные и синхронные машины. М.—Л.: ГЭИ, 1963.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник/А.Э.Кравчик и др. М.: Энергоиздат, 1982.
4. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И.Радица. М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. Проектирование электрических машин: Учебник/Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1993.
6. Попов В.И. Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин//Электричество. 1984. № 11.
7. Попов В.И. Определение дифференциального рассеяния многофазных совмещенных обмоток ротора одномашиных преобразователей частоты//Электричество. 1987. № 6.
8. Попов В.И. Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода//Электричество. 1990. № 4.
9. Попов В.И. Электромашинные трехфазные дробные обмотки с пониженным дифференциальным рассеянием//Электричество. 1995. № 7.
10. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока (основы теории и расчетов) Н.Новгород: Изд-во ВИПИ, 1995.
11. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1996. № 2.
12. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных электромашинных обмоток//Электричество. 1996. № 10.

Диагностирование обрыва стержня клетки ротора асинхронного электродвигателя

С.А.ВОЛОХОВ, канд.техн.наук, П.Н.ДОБРОДЕЕВ, инж. А.В.КИЛЬДИШЕВ, канд. техн.наук

Институт электродинамики НАН Украины, г. Харьков

Пространственный гармонический анализ внутреннего и внешнего магнитных полей асинхронного двигателя (АД) при обрыве стержня клетки ротора позволил создать простое и надежное устройство для технологического контроля качества заливки роторов. Устройство реализовано на заводе "Электротяжмаш" (г. Харьков) в виде испытательного стенда при массовом производстве АД типа ДАВ-71.

Одной из задач массового производства асинхронных двигателей (АД) малой и средней мощности является технологический контроль качества короткозамкнутых обмоток (клеток) роторов.

В большинстве случаев клетки роторов АД изготавливают, заливая алюминием спрессованный пакет жести. При этом нередки случаи преждевременного застывания алюминия на выступающих в паз заусенцах и жести, вследствие чего паз полностью не заполняется и в клетке ротора образуется так называемый обрыв стержня, когда стержень становится неэлектропроводящим. Это приводит к снижению мощности машины, повышенной вибрации и нагреву и, в конечном итоге, к преждевременному выходу ее из строя. Поэтому контроль качества стержней клетки ротора является важным технологическим этапом. В условиях массового производства АД малой и средней мощности технология этого контроля должна быть максимально простой, т.е. количество операций и время на их выполнение должны быть сведены к минимуму, а ответ должен быть дан сразу и в окончательном виде: **годен — не годен**.

Известно, что пространственный гармонический анализ внутреннего и внешнего магнитных полей электрических машин является надежной основой для выявления многих отклонений от нормального или "идеального" ее состояния [1, 2, 3]. Поэтому для разработки технологии контроля качества стержней клетки ротора был проведен анализ влияния обрыва стержня на магнитное поле в основном воздушном зазоре и в окружающем АД пространстве. Неизбежно появляющиеся при этом отклонения в магнитном поле были использованы в качестве диагностического признака обрыва стержня. Учитывая необходимость более простого решения, за базовый был принят вариант неподвижного ротора, т.е. анализ проведен в режиме КЗ АД при пониженном напряжении.

Роторный ток при симметричной клетке создает в зазоре магнитное поле, аналогичное статорному и направленное практически против

него. При многополюсной магнитной системе статора магнитное поле ротора также многополюсное и обеспечивается соответствующим распределением тока по стержням. Обрыв стержня клетки ротора вне зависимости от полюсности машины приводит к перераспределению тока по стержням. Новое распределение тока можно представить в виде суммы первоначального тока (при отсутствии обрыва стержня) и фиктивного тока от оборванного стержня, причем в оборванном стержне фиктивный ток равен и противоположен первоначальному, что обеспечивает равенство нулю тока в оборванном стержне. Распределение этого фиктивного тока по стержням клетки ротора (без учета сопротивления короткозамыкающего кольца) приведено на рис.1,а.

На рис.1,б показаны намагничивающая сила от этого тока, и, соответственно, магнитная индукция в зазоре (при пренебрежении зубчатостью ротора и магнитным сопротивлением железа статора и ротора вследствие ненасыщенности магнитной системы). При этом максимальное значение индукции в зазоре машины равно:

$$B_{\delta} = \mu_0 \frac{I_c}{2\delta} \quad (1)$$

Такое распределение индукции в силу нечетности разлагается в ряд Фурье по синусам:

$$\begin{aligned} B_{\delta}(\varphi) &= 2B_{\delta} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{n} \sin n\varphi = \\ &= 2B_{\delta} \left(\sin \varphi - \frac{1}{2} \sin 2\varphi + \frac{1}{3} \sin 3\varphi - \dots \right) \end{aligned} \quad (2)$$

Это свидетельствует о том, что в зазоре машины появляется дополнительный спектр пространственных гармоник.

Если теперь установить в зазоре измерительную обмотку, в которой основное многополюсное магнитное поле не наводит ЭДС (например, при четном числе пар полюсов — диаметрально расположенную обмотку), то по наведенной в ней ЭДС можно судить о наличии обрыва стержня.

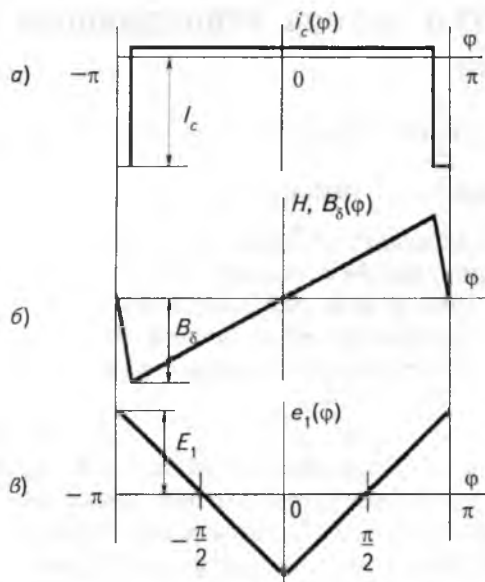


Рис.1.

ЭДС в диаметральной обмотке при совпадении ее начала с оборванным стержнем (положение

$-\pi$) максимальна и равна $E_1 = \int_0^\pi B_\delta(\varphi) L d\varphi$, где

L — длина пакета статора. Подставляя (2) и (1), находим, что

$$E_1 = \frac{\pi^2}{2} B_\delta = \frac{\mu_0 \pi^2 I_c}{4\delta} \sin \omega t. \quad (3)$$

Если интеграл брать в пределах от φ до $(\pi + \varphi)$ и пройти по φ от $-\pi$ до π , получим кривую ЭДС $e_1(\varphi)$ в диаметральной обмотке при повороте ротора на 360° (повороте оборванного стержня от положения $-\pi$ до π). Очевидно, что в зависимости от φ ЭДС меняется линейно, достигая максимальных значений при положениях оборванного стержня $-\pi$, 0 и π , как показано на рис.1,в. Максимальное значение этой ЭДС определяется выражением (3). ЭДС, наводимая в аналогичной измерительной обмотке, сдвинутой по φ на угол $\pi/2$, при повороте ротора также будет сдвинута на угол $\pi/2$, а сумма квадратов абсолютных значений ЭДС в первой и второй измерительных обмотках будет одинаковой при любом положении ротора. Учитывая то обстоятельство, что ЭДС $e_1(\varphi)$ в диаметральной обмотке, расположенной в воздушном зазоре машины, содержит явно выраженные зубцовые гармоники, которые при рассмотрении не были учтены из-за пренебрежения зубчатостью ротора и которые могут внести существенную погрешность в результаты контроля, была рассмотрена возможность использования дополнительного спектра гармоник во внешнем магнитном поле машины.

Известно, что появление спектра гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре приводит к появлению аналогичного спектра во

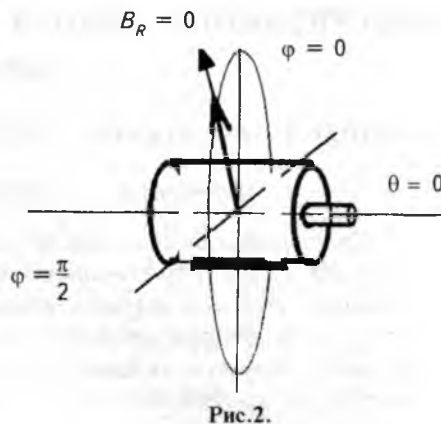


Рис.2.

внешнем магнитном поле машины [2,3]. Учитывая то обстоятельство, что индукция внешнего магнитного поля с удалением от источ-

ника спадает по закону [4] $B \sim \frac{1}{R^{n+2}}$, где n —

порядок магнитного мультиполя, на уровне основного внешнего магнитного поля машины порядка p можно пренебречь зубцовыми гармониками в связи с их более быстрым спаданием и эффективным экранированием спинкой статора. Радиальную индукцию внешнего магнитного поля машины в плоскости основного магнитного потока можно записать в виде [3]:

$$B_R = B_0 \cos(\omega t + p\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \{B_{c.n} \cos[\omega t + n\varphi] + B_{s.n} \sin[\omega t + n\varphi]\}. \quad (4)$$

В этом выражении первое слагаемое в правой части равенства представляет собой индукцию идеализированной машины, называемую собственным полем. Второе слагаемое — это сумма соответственно косинусных и синусных гармоник магнитной индукции дополнительного спектра. Анализ (4) показывает, что в рассматриваемом режиме во внешнем пространстве электрической машины пространственные гармоники магнитного поля имеют частоту основного магнитного поля машины, т.е. частоту 50 Гц.

Привяжем сферические координаты к электрической машине, как показано на рис. 2, и представим радиальную индукцию ее внешнего магнитного поля в виде ряда Гаусса [5]:

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} \sum_{m=0}^n (M_{gnm} \cos m\varphi + M_{hnm} \sin m\varphi) P_n^m(\cos \vartheta), \quad (5)$$

где R , φ , ϑ — сферические координаты точки определения индукции; M_{gnm} , M_{hnm} — коэффициенты ряда, интерпретируемые, как магнитные моменты мультиполей; для переменного магнитного поля магнитные моменты

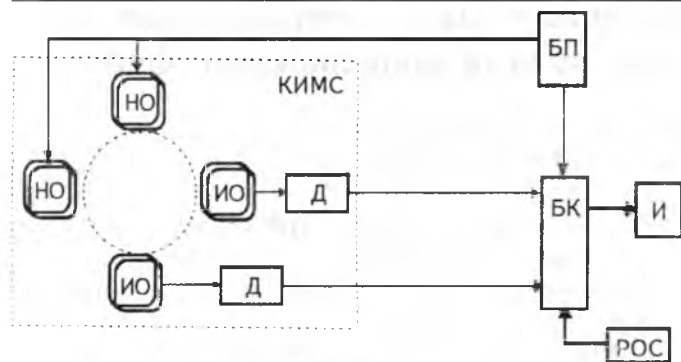


Рис.3.

являются функциями времени; $P_n^m(\cos \vartheta)$ — присоединенные полиномы Лежандра.

В плоскости основного магнитного потока (плоскость $\vartheta = \pi/2$) с учетом физических соображений [5] выражение для радиальной индукции примет вид:

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} \left[M_{gn0} P_n \left(\cos \frac{\pi}{2} \right) + \right. \\ \left. + (M_{gnn} \cos n\varphi + M_{hnn} \sin n\varphi) P_n^n \left(\cos \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (6)$$

Анализ (4) и (6) показал, что дополнительный спектр гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре от неравномерности тока ротора в машине любой полюсности вызывает магнитный диполь с компонентами M_{g11} и M_{h11} — составляющую магнитного поля, наиболее медленно спадающую с удалением от машины. Для двухполюсных машин, собственное магнитное поле которых имеет дипольный характер, выделить магнитный диполь на фоне собственного поля машины практически невозможно. Для многополюсных машин, собственное поле которых имеет мультипольный характер, появление магнитного диполя приводит к тому, что он и определяет уровень ее внешнего магнитного поля [3]. Средства измерения магнитного диполя к настоящему времени в достаточной мере теоретически и практически проработаны [6, 7, 8].

На основании изложенного построена структурная схема устройства для контроля обрыва стержня ротора, представленная на рис.3, где КИМС — контрольно-измерительная магнитная система с многополюсными намагничивающими (НО) и двухполюсными измерительными (ИО) обмотками; Д — детекторы с фильтрами подавления помех; БК — электронный блок коммутации и суммирования сигналов измерительных каналов с регулятором опорного сигнала (РОС); И — индикатор качества ротора; БП — блок питания.

Описанный способ и устройство диагностирования обрыва стержня ротора, принцип работы которых основан на пространственном

гармоническом анализе магнитного поля АД, реализованы на заводе "Электротяжмаш" в виде испытательного стенда технологического контроля качества заливки роторов АД типа ДАВ-71 для стиральных машин массового производства.

Технические характеристики стенда

Время контроля одного ротора, с, не более 10
Потребляемая мощность, Вт, не более 50
Тип индикации Световая для двух состояний — годен/не годен

Список литературы

1. Волохов С.А. Косвенное определение качества шихтовки роторов электрических машин//Электротехника. 1993. № 7. С. 39—41.
2. Волохов С.А., Добродеев П.Н. Влияние динамического эксцентриситета ротора на внешнее магнитное поле электрических машин//Техническая электродинамика. 1997. № 3. С. 18—21.
3. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Кильдишев А.В. Влияние магнитной несимметрии статора на внешнее магнитное поле электрических машин//Техническая электродинамика. 1997. № 4. С. 8—12.
4. Пространственный гармонический анализ внешнего магнитного поля технических объектов/С.А.Волохов, П.Н.Добродеев, Л.Ф.Ивлева, А.В.Кильдишев//Техническая электродинамика. 1996. № 2. С. 3—8.
5. Волохов С.А., Кильдишев А.В. Магнитные сигнатуры мультипольного источника, полученные поперечными измерительными контурами//Техническая электродинамика. 1996. № 5. С. 65—68.
6. Волохов С.А., Кильдишев А.В. Измерительные контуры и селектирующие функции для определения тессеральных мультиполей интегральным преобразованием магнитных сигнатур//Космічна наука і технологія. 1996. Т.2. № 5—6.
7. Волохов С.А., Ивлев Л.Ф. Совершенствование первичного индукционного преобразователя магнитного момента//Техническая электродинамика. 1995. № 6. С. 66—69.

Волохов Сергей Алексеевич — ведущий научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Закончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Магнитное поле частоты скольжения асинхронных электродвигателей" в ХПИ.

Добродеев Павел Николаевич — младший научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Закончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1986 г.

Кильдишев Александр Васильевич — старший научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Закончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1983 г. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование систем автоматической компенсации внешних магнитных полей крупных электрических машин переменного тока" в ХПИ. Член IEEE и Магнитного научного общества (MS IEEE).

Аналитическое решение задачи вытеснения тока в стержнях роторов асинхронных двигателей с глубокими пазами произвольной формы

Н.Э.КРАВЧИК, инж. ("Автодизель", г. Ярославль),
А.Э.КРАВЧИК, доктор.техн.наук (НИПТИЭМ, г. Владимир)

В классических работах Фильда и Эмде [1,2] влияние вытеснения тока в стержнях глубокопазного ротора рассматривалось только, как интегральный эффект увеличения активного и уменьшения реактивного сопротивления стержней прямоугольной формы.

Эти работы были развиты в дальнейшем Лившиц-Гарриком [3], предложившим для расчета вытеснения в пазах более сложной формы вводить поправочные коэффициенты. Целью настоящей работы является построение более точного решения задачи вытеснения тока для стержней произвольной формы.

Задача решается при следующих начальных условиях:

1. Электромагнитное поле в пазу плоскопараллельно.
2. Плотность тока вдоль силовой линии потока рассеяния в пазу постоянна.
3. Магнитная проницаемость материала стержня пренебрежимо мала по сравнению с магнитной проницаемостью стали.
4. Удельное сопротивление проводника постоянно по всему сечению стержня.
5. Токи, потоки и т.д. изменяются во времени синусоидально с постоянной частотой.
6. Форма паза произвольна, ширина паза и ширина стержня равны. В общем виде ширина задается кусочно-непрерывной функцией и $b(x) \neq 0$ при $x \neq 0$.

Примем следующие обозначения:

H — напряженность магнитного поля; B — магнитная индукция; S — плотность тока в стержне; I_n — полный ток в стержне; Φ_x^h — магнитный поток рассеяния между текущей координатой x и $x = h$; E — напряженность электрического поля в стержне; γ — удельная электропроводность материала стержня; $\mu = \mu_0$ — магнитная проницаемость материала стержня; h — высота паза; b — ширина паза; ω — частота колебаний потока, тока и др.; x, y — координаты; t — время; τ, ζ — переменные интегрирования; F — площадь, охватываемая контуром L .

Вывод основных уравнений

Рассмотрим закон полного тока для произвольного контура L (рисунок)

$$\oint_L H dl = \iint S dF. \quad (1)$$

Из условий 1,3 следует, что с достаточной точностью можно учитывать только ту часть магнитных силовых линий в пазу, которые па-

раллельны оси y , и интегралом от напряженности магнитного поля, проходящего в стали, можно пренебречь. Поэтому контур L выбран в форме прямоугольника.

Учитывая сказанное и то, что B, H, S являются функциями координаты x и времени t , закон полного тока можно представить в виде:

$$B(x, t) = \mu_0 \int_a^x \frac{b(\tau)}{b(x)} S(\tau, t) d\tau + \frac{b(a)}{b(x)} B(a, t) \quad (2)$$

или подробнее

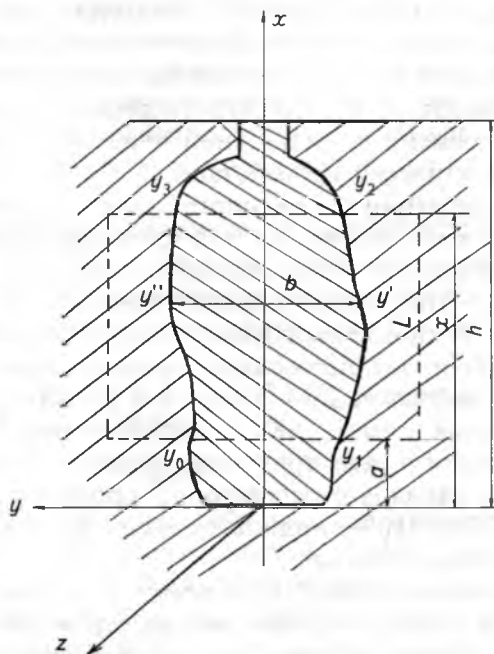
$$\begin{aligned} \oint_L H dl &\equiv \int_{y_0}^{y_1} H dy + \int_{y_2}^{y_3} H dy = - \int_{y_1}^{y_0} H dy + \int_{y_2}^{y_3} H dy = \\ &= \frac{1}{\mu_0} [-b(a)B(a, t) + b(x)B(x, t)]; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\iint S dF = \int_a^x d\tau \int_{y'}^{y''} S dy = \int_a^x b(\tau) S(\tau, t) d\tau. \quad (4)$$

Приравнявая (3) и (4), получаем уравнение (2).

Второе уравнение связи между магнитной индукцией B и плотностью тока S можно установить, рассмотрев напряженность электрического поля E . Из условия 1 векторные плотности тока параллельны, т.е. E является только функцией времени t и не зависит от координаты x :

$$E(t) = \frac{1}{\gamma} S(x, t) + \frac{\partial}{\partial t} \Phi_x^h(x, t) = \text{const}. \quad (5)$$



Так как поток рассеяния

$$\Phi_x^h(x, t) = \int_x^h B(\tau, t) d\tau,$$

то

$$E(t) = \frac{1}{\gamma} S(x, t) + \frac{\partial}{\partial t} \int_x^h B(\tau, t) d\tau. \quad (6)$$

При $x = a$

$$E(t) = \frac{1}{\gamma} S(a, t) + \frac{\partial}{\partial t} \int_a^h B(\tau, t) d\tau. \quad (7)$$

Приравнявая правые части уравнений (6) и (7), получаем второе уравнение связи между плотностью тока и магнитной индукцией

$$S(x, t) = \gamma \frac{\partial}{\partial t} \int_a^x B(\tau, t) d\tau + S(a, t). \quad (8)$$

Учитывая условие 5 и переходя к комплексной форме синусоидальных величин из уравнений (2) и (8), получаем систему двух интегральных уравнений для определения амплитуд плотности тока и магнитной индукции:

$$\begin{cases} B(x) = \mu_0 \int_a^x \frac{b(\tau)}{b(x)} S(\tau) d\tau + \frac{b(a)}{b(x)} B(a); \\ S(x) = j\omega\gamma \int_a^x B(\tau) d\tau + S(a). \end{cases} \quad (9)$$

Система (9) характеризует задачу в самом общем виде. Для анализа задачи и конкретных расчетов удобнее пользоваться некоторым частным случаем. Проведем контур L через линию $x=0$ так, чтобы вся площадь, охватываемая контуром, лежала в стали, и снова обратимся к выражению (1). Так как

$$\iint_F S dF = 0; \quad \oint H dl = -\frac{1}{\mu_0} (b_0) B(0) = 0,$$

то $B(0)=0$ при $b(0) \neq 0$. Положим, что $B(0)=0$ и при $b(0)=0$, это не противоречит уравнению (9) и может быть доказано при двумерной постановке задачи.

Принимая в (9) $a=0$ (контур L нижней частью проходит через линию $x=0$), приходим к самому простому случаю:

$$\begin{cases} B(x) = \mu_0 \int_0^x \frac{b(\tau)}{b(x)} S(\tau) d\tau; \\ S(x) = j\omega\gamma \int_0^x B(\tau) d\tau + S(0). \end{cases} \quad (10)$$

Построение точного решения задачи

Систему (10) будем называть исходной системой задачи. Эта система допускает построение точного решения. Подставив первое уравнение системы во второе, получим интегральное уравнение Вольтерра второго рода относительно неизвестной функции плотности тока

$$S(x) - \lambda \int_0^x \frac{b(\xi)}{b(\tau)} S(\xi) d\xi = S_0, \quad (11)$$

$$S_0 = S(0), \quad 0 \leq x \leq h.$$

Уравнение Вольтерра второго рода имеет единственно точное решение в виде бесконечного ряда по степеням параметра в классе интегрируемых функций.

По условию 6 $b(x) \neq 0$ при $x \neq 0$, тогда $\frac{b(\xi)}{b(\tau)}$ — кусочно-непрерывная функция своих аргументов $b[0, h]$, так как при $\tau=0$ из (11) следует, что

$\xi=0$, тогда $\frac{b(\xi)}{b(0)} = \frac{b(0)}{b(0)} = 1$, т.е. эта функция интегрируема. Решение уравнения (11) ищем в виде:

$$S(x) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n(x) \lambda^n, \quad (12)$$

где $C_n(x)$ — неизвестные коэффициенты ряда.

Подставив (12) в (11), получим:

$$C_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} C_n(x) \lambda^n - \int_0^x \frac{b(\xi)}{b(\tau)} \left[\sum_{n=0}^{\infty} C_n(\xi) \right] \lambda^{n+1} d\xi = S_0.$$

Предположим, что $C_n(x)$, интегрируемая в пределах $[0, h]$, и ряды $\sum_{n=0}^{\infty} \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_n(\xi) \lambda^{n+1}$;

$\sum_{n=0}^{\infty} \left[\int_0^x \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_n(\xi) d\xi \right] \lambda^{n+1}$ сходятся равномерно, т.е. ряд (12), дважды почленно интегрируемый,

$$C_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[C_n(x) - \int_0^x \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_{n-1}(\xi) d\xi \right] \lambda^n = S_0. \quad (13)$$

Положив $C_0(x) = S_0$, получим рекуррентное соотношение для определения коэффициентов ряда

$$C_n(x) = \int_0^x \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_{n-1}(\xi) d\xi. \quad (14)$$

Таким образом, ряд (12), коэффициенты которого определяются по формулам (13) и (14), формально удовлетворяет уравнению (11). Докажем, что все формальные операции спра-

ведливы. Так как $\frac{b(\xi)}{b(\tau)}$ интегрируемая функция $b[0, h]$, то она и ограничена в этом интервале, т.е. $\frac{b(\xi)}{b(\tau)} \leq M$. Можно доказать, что

$$|C_n(x)| \leq S_0 M^n \frac{x^{2n}}{(2n)!} \leq S_0 M^n \frac{h^{2n}}{(2n)!}; \quad n = 1, 2, 3, \dots;$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_n(\xi) \lambda^n \leq S_0 M \sum_{n=0}^{\infty} \frac{[h\sqrt{M|\lambda|}]^{2n}}{(2n)!} = S_0 M \operatorname{ch} \sqrt{M|\lambda|} h;$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \left[\int_0^{\tau} \frac{b(\xi)}{b(\tau)} C_n(\xi) d\xi \lambda^n \right] \leq S_0 \sqrt{\frac{M}{|\lambda|}} \sum_{n=0}^{\infty} [\sqrt{M|\lambda|}]^{2n+1} h =$$

$$= S_0 \sqrt{\frac{M}{|\lambda|}} \operatorname{ch} \sqrt{M|\lambda|} h,$$

т.е. ряды мажорируются сходящимися числовыми рядами и это доказывает их равномерную сходимость. Коэффициенты ряда $C_n(x)$ — непрерывные функции на $[0, h]$, как интегралы по верхнему пределу от интегрируемых функций, а значит интегрируемы на $[0, h]$. Следовательно, справедливость формальных операций доказана, и окончательное решение уравнения (11) можно представить в виде:

$$\begin{cases} S(x) = S_0 \sum_{n=0}^{\infty} d_n(x) \lambda^n, & d_0 = 1; \\ d_n(x) = \int_0^x d\tau \int_0^{\tau} \frac{b(\xi)}{b(\tau)} d_{n-1}(\xi) d\xi. \end{cases} \quad (15)$$

Для проверки полученных результатов рассмотрим решение задачи применительно к прямоугольному пазу ротора, т.е. $b(x) = b = \text{const}$. Тогда в соответствии с (15)

$$d_0 = 1; \quad d_n = \int_0^x d\tau \int_0^{\tau} d_{n-1}(\xi) d\xi;$$

$$d_1 = \int_0^x d\tau \int_0^{\tau} d\xi = \int_0^x \tau d\tau = \frac{x^2}{2!};$$

$$d_2 = \int_0^x d\tau \int_0^{\tau} \frac{\xi^2}{2!} d\xi = \int_0^x \frac{\tau^3}{3!} d\tau = \frac{x^4}{4!}; \quad d_n(x) = \frac{x^{2n}}{(2n)!};$$

$$S(x) = S_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n}}{(2n)!} \lambda^n = S_0 \operatorname{ch} \sqrt{\lambda} x.$$

Полный ток стержня известен

$$I_{\pi} = \int_0^h b S(x) dx = \frac{b S_0}{\sqrt{\lambda}} \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} x,$$

отсюда

$$S_0 = \frac{\sqrt{\lambda} I_{\pi}}{b \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} x};$$

$$S(x) = \frac{\sqrt{\lambda} I_{\pi}}{b \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} x} \operatorname{ch} \sqrt{\lambda} x;$$

$$B(x) = \frac{\mu_0 \sqrt{\lambda} I_{\pi}}{b \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} h} \int_0^x \operatorname{ch} \sqrt{\lambda} \tau d\tau = \frac{\mu_0 I_{\pi}}{b \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} h} \operatorname{sh} \sqrt{\lambda} x,$$

т.е. получены известные формулы [1,2] для прямоугольного паза.

Список литературы

1. Field//Transactions AIEE. 1905. Vol. 24. P.659.
2. Emde F. Einseitige Stromverdrangung in Ankernuten// Elektrotechnik und Maschinenbau. 1908. P.703.
3. Liwschitz-Garik M. Calculation Skin-effect of Squirrel-cage rotors//AIEE Transactions. 1955. Vol. 74. T A. P. 768.
4. Шимони К. Теоретическая электротехника. М., 1964.
5. Соболев Л.С. Уравнения математической физики. М.: ОГИЗ, 1947.

Схема замещения синхронного реактивного электродвигателя со слоистым ротором

О.Б.ДАВЫДЕНКО, инж., В.М.КАЗАНСКИЙ, доктор техн. наук

Новосибирский ГТУ

Синхронные реактивные электродвигатели (СРД) являются одними из наиболее надежных, простых в изготовлении и дешевых электрических машин. В последние годы наблюдается повышенный интерес к электрическим машинам этого типа. В России и, в особенности, за рубежом появилось достаточно много предложений по усовершенствованию СРД, а также публикаций, оценивающих место СРД в ряду электрических машин других типов [1,2].

Прогресс в развитии СРД в значительной степени обусловлен реализацией максимально возможного отношения магнитных проводимостей G_d и G_q по продольной и поперечной осям машины при одновременном снижении затрат на их производство. Наиболее перспективными

в этом плане являются СРД со слоистыми роторами, магнитопровод которых образован ориентированными вдоль активной длины машины пакетами ферромагнитных элементов, отделенных друг от друга немагнитными промежутками [3—5]. Подобная конструкция ротора открывает широкие возможности по использованию в магнитопроводе ротора текстурованной электротехнической стали, способствующей увеличению отношения G_d/G_q , при одновременной реализации безотходности производства (а.с. 16601811, СССР).

Общепринятые методики исследования СРМ малоприспособны для анализа СРД со слоистым ротором вследствие специфики распределения электромагнитного поля в активном объеме

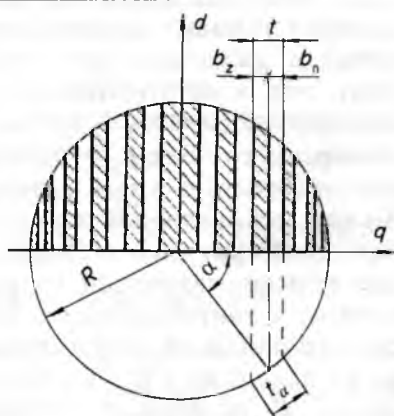


Рис.1.

этих машин. Достаточно эффективная методика исследования электромагнитных процессов в электрических машинах основана на использовании каскадных схем замещения на базе типовых $E-H$ звеньев [6], сочетающих в себе наглядность электрических схем с точностью методов теории поля. Однако в настоящее время каскадные схемы замещения СРД не известны. Данная работа преследует цель ликвидировать этот пробел. Синтезирование схемы замещения СРД проводится на примере двухполюсного СРД со слоистым ротором.

Статор СРД конструктивно ничем не отличается от статора индукционной машины. Поэтому параметры $E-H$ звеньев ярма статора, зубцово-пазовой зоны статора, коронок, а также воздушного зазора синхронного реактивного электродвигателя будут такими же, как и для индукционных машин [6]. Конфигурация и параметры типового звена слоистого ротора СРД подлежат определению.

Повышенное отношение магнитных проводимостей G_d/G_q при одновременном улучшении использования активных материалов слоистого ротора может быть реализовано посредством обеспечения синусоидального закона изменения толщин ферромагнитных пакетов и немагнитных слоев, отделяющих пакеты друг от друга, в направлении от поперечной к продольной оси ротора (а.с. 1497687, СССР). Наиболее полно этому требованию отвечает конструкция ротора (рис.1), у которого зубцовое деление t_a вдоль расточки имеет постоянное значение. В этом случае зубцовое деление t в направлении поперечной оси ротора q , а также размеры зубцово-пазовой зоны при постоянном отношении ширины паза к ширине зуба $k=b_n/b_z$ будут являться синусоидальными функциями угла α :

$$t = t_a \sin \alpha; b_z = \frac{t_a}{k+1} \sin \alpha; b_n = \frac{k}{k+1} t_a \sin \alpha. (1)$$

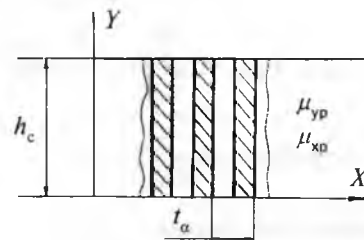


Рис.2.

Из соотношений (1) следует, что магнитные проводимости по продольной и поперечной осям каждого из объемов зубцовых делений постоянны:

$$\left. \begin{aligned} G_d &= \frac{\mu_{ст} b_z + \mu_0 b_n}{R \sin \alpha} l_a = \frac{\mu_{ст} + \mu_0 k}{k+1} \frac{t_a l_a}{R} \\ G_q &= \frac{l_a R \sin \alpha}{\frac{b_z}{\mu_{ст}} + \frac{b_n}{\mu_0}} = \frac{\mu_0 \mu_{ст} (1+k)}{\mu_0 + \mu_{ст} k} \frac{R l_a}{t_a} \end{aligned} \right\} (2)$$

что предопределяет возможность использования декартовой системы координат для исследования электромагнитного поля в области ротора и синтеза его $E-H$ схемы замещения. При этом зубцово-пазовая зона реального ротора может быть представлена эквивалентным зубцово-пазовым слоем (рис.2) постоянной высоты $h_c=R$, бесконечной протяженности в направлении координат X и Z , с постоянным зубцовым шагом $t=t_a$, при сохранении относительных размеров зубцов и пазов такими же, как в реальном роторе. В свою очередь, плоская зубцово-пазовая развертка ротора может быть аппроксимирована однородной ортотропной средой с различными характеристиками $\mu_{хр}$ и μ_{yp} в направлении декартовых осей координат, найденными из условия эквивалентности удельных магнитных сопротивлений реальной и моделируемой сред,

$$\mu_{хр} = \frac{\mu_0 \mu_{ст} (1+k)}{\mu_0 + \mu_{ст} k}; \mu_{yp} = \frac{\mu_{ст} + \mu_0 k}{1+k} (3)$$

Представление слоистого ротора ортотропной средой позволяет получить эквивалентное ротору $E-H$ звено и на его основе синтезировать интегральную схему замещения СРД. Бегущая волна плотности стороннего тока статора, создаваемая трехфазной обмоткой,

$$\Delta_{ст}(x, t) = A \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right),$$

смещенная на пространственный угол β относительно продольной оси ротора, может быть представлена в системе координат d, q совокупностью двух волн, образованных токами фиктивных катушек, ориентированных по продольной и поперечной осям ротора,

$$\Delta_{ст}(x, t) = A \cos \beta \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \beta \right) - A \sin \beta \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \beta \right) \quad (4)$$

или в комплексной форме

$$\underline{\Delta}_{ст} = \underline{\Delta}_d + \underline{\Delta}_q,$$

где

$$\underline{\Delta}_d = \underline{A} e^{j\beta} \cos \beta; \quad \underline{\Delta}_q = -j \underline{A} e^{j\beta} \sin \beta \quad (6)$$

— комплексы плотности тока статора по осям d и q соответственно.

При этом исследование электромагнитных процессов в активном объеме СРД может быть осуществлено с использованием метода наложения посредством двух ортотропных моделей (рис.3,а,б) по продольной и поперечной осям машины. В пренебрежении вихревыми токами в пластинах ротора ($\gamma_p=0$) уравнения, описывающие продольное и поперечное электромагнитное поле в движущейся со скоростью v ортотропной среде ротора, имеют вид

$$\operatorname{rot} \bar{H} = 0; \quad \operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} - v \frac{\partial \bar{B}}{\partial x}. \quad (7)$$

Согласно принципам синтеза типового $E-H$ звена, изложенным в [6], параметры элементов Т-образного четырехполюсника, моделирующего ротор в продольном и поперечном направлениях, будут следующими

$$\underline{z}_{1p} = j \left(\omega - v \frac{\pi}{\tau} \right) \sqrt{\mu_{xp} \mu_{yp}} \frac{\tau}{\pi} \operatorname{th} \frac{\pi}{2\tau} \sqrt{\frac{\mu_{xp}}{\mu_{yp}}} h; \quad (8)$$

$$\underline{z}_{2p} = j \left(\omega - v \frac{\pi}{\tau} \right) \frac{\tau}{\pi} \frac{\sqrt{\mu_{xp} \mu_{yp}}}{\operatorname{sh} \frac{\pi}{\tau} \sqrt{\frac{\mu_{xp}}{\mu_{yp}}} h}. \quad (9)$$

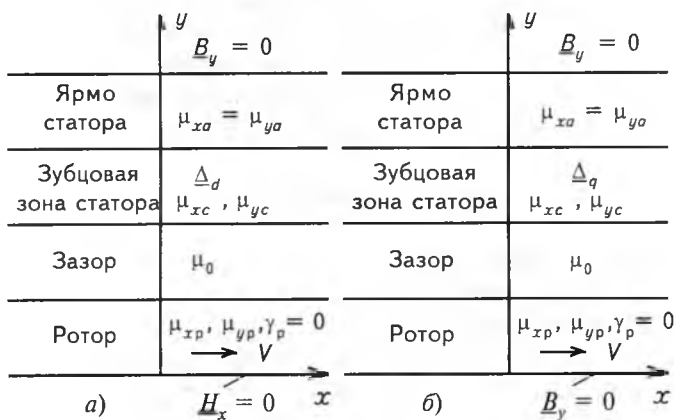


Рис.3.

При стыковке типовых звеньев статора, зазора и ротора в каскадную цепь необходимо иметь в виду, что в ортотропной модели для продольного поля $H_x(y=0)=0$ (рис.3,а), а в модели для поперечного поля $B_y(y=0)=0$ (рис.3,б). Кроме того, необходимо иметь в виду, что на границе между неподвижной зоной зазора и движущейся средой ротора тангенциальные составляющие вектора магнитной напряженности непрерывны, а тангенциальные компоненты вектора электрической напряженности терпят разрыв на величину $v B_y$. Для обеспечения непрерывности E_z на границе движущейся и неподвижной сред необходимо все параметры типового $E-H$ звена ротора уменьшить в

$\left(1 - v \frac{\pi}{\tau} \omega \right)$ раз. $E-H$ схема замещения СРД для продольного и поперечного полей представлена на рис.4,а,б.

При этом

$$\left. \begin{aligned} \underline{z}_{1p} &= j \omega \sqrt{\mu_{xp} \mu_{yp}} \frac{\tau}{\pi} \operatorname{th} \frac{\pi}{2\tau} \sqrt{\frac{\mu_{xp}}{\mu_{yp}}} h; \\ \underline{z}_{2p} &= j \omega \frac{\tau}{\pi} \frac{\sqrt{\mu_{xp} \mu_{yp}}}{\operatorname{sh} \frac{\pi}{\tau} \sqrt{\frac{\mu_{xp}}{\mu_{yp}}} h}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Параметры элементов, моделирующих ярмо статора, зубцово-пазовую зону статора, рабочий зазор, приведены в [6].

В соответствии с принципом суперпозиции среднее по высоте зубцового слоя статора значение результирующей напряженности элект-

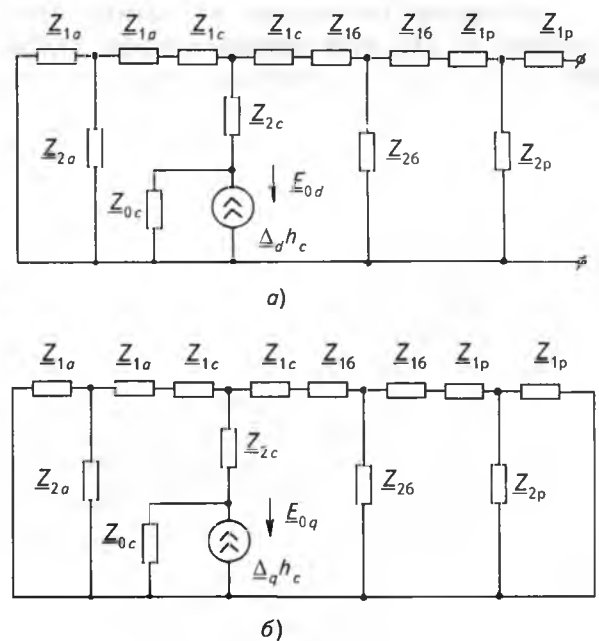


Рис.4.

В результате фазное напряжение СРД определится соотношением

Приняв во внимание, что

где $Z_{эквд}$, $Z_{эквq}$ — входные относительно источников сопротивления E - H цепей, представленных на рис.4,а,б,

а также учитывая, что [6]

напряжение на зажимах обмотки можно представить в виде

где

k_p — коэффициент приведения дифференциальной $E-H$ схемы к интегральному виду [6].

Согласно соотношению (15) E - H схемы для продольного и поперечного полей могут быть сведены в интегральную схему замещения СРД, представленную на рис.5.

Синтезируемая каскадная схема замещения СРД позволяет достаточно просто и с большой наглядностью определять не только энергетические характеристики электрической машины, а также исследовать в среднем электромагнитные процессы в любой конструктивной зоне ее активного объема. Магнитная проницаемость стали в пределах той или иной конструктивной зоны, определяющая значения соответствующих комплексных сопротивлений схемы замещения, может быть найдена посредством определения средних значений индукций в данной зоне. Схема замещения позволяет определить эти индукции через напряжения на соответствующих элементах тех или иных звеньев цепи. Для примера рассмотрим типовое $E-H$ звено (рис.6), моделирующее произвольную, содержащую ферромагнитный материал, пассивную зону высотой h , бесконечной протяженности вдоль осей X и Z , с усредненными параметрами μ_x и μ_y . Характер распределения составляющих магнитной индукции по осям X и Y для такой зоны при известных граничных значениях E_z , H_z на ее выходе [6]:



где

Соотношения (17) позволяют найти средние значения индукций B_x , B_y по высоте слоя h

Если теперь оценить по закону Кирхгофа напряжение \underline{u}_{0x} между зажимами 1 и 2 схемы (рис.6)

$$= \underline{E}_2 (\operatorname{ch} nh - 1) + \underline{H}_2 \frac{j\omega\mu_x}{n} \operatorname{sh} nh,$$

то оказывается, что оно пропорционально полученному выше среднему значению индукции B_y по высоте слоя h

$$\underline{u}_{0x} = j\omega h B_{xcp}. \quad (20)$$



Далее, если представить поперечное сопротивление Z_{2r} рассматриваемого звена в виде суммы сопротивлений:

$$Z_{2r} = Z_2 + Z_0, \quad (21)$$

где

$$Z_0 = \frac{\omega \mu_y}{\alpha^2 h}, \quad (22)$$

и затем аналогичным образом оценить напряжение u_{0y} на элементе Z_0 , нетрудно показать, что оно, в свою очередь, пропорционально среднему значению магнитной индукции B_y по высоте слоя h :

$$u_{0y} = -\frac{\omega}{\alpha} B_{ycp}. \quad (23)$$

Таким образом, посредством напряжений на соответствующих элементах каскадной схемы замещения можно определить средние значения координатных составляющих магнитной индукции и оценить степень насыщения магнитопровода интересующей зоны электрической машины.

В СРД уровень насыщения магнитопровода ротора в значительной степени определяет отношение магнитных проводимостей G_d/G_q . Каскадная схема замещения СРД позволяет определить средние значения осевых составляющих магнитной индукции как суммы соответствующих проекций в системе координат $d-q$:

$$\left. \begin{aligned} B_{xcp} &= B_{xcp}^d + B_{xcp}^q; \\ B_{ycp} &= B_{ycp}^d + B_{ycp}^q \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

и, вслед за этим, найти результирующую индукцию в рассматриваемой зоне

$$B = \sqrt{B_{xcp}^2 + \left(B_{ycp} \frac{t}{B_z} \right)^2}, \quad (25)$$

определяющую магнитную проницаемость среды.

Неучтенные при синтезировании схемы замещения СРД потери в стали и реальная зубчатость статора и ротора могут быть учтены общеизвестными методами теории электрических машин.

Выводы

1. Слоистая структура ротора при постоянном значении зубцового деления вдоль расточки позволяет аппроксимировать зубцово-пазовую зону реального ротора ортотропной средой неизменной высоты и бесконечной протяженности по осям X и Z , для которой с использованием ортотропного моделирования может быть получено типовое $E-H$ звено.

2. На базе типового $E-H$ звена ротора получены каскадные схемы замещения отдельно для продольного и поперечного полей и интегральная схема для синхронной реактивной машины со слоистым ротором.

Список литературы

1. Moghbelli Hassan, Adams Gayle E., Hoft Richard G. Performance of a 10 HP switched reluctance motor and comparison with induction motors//IEE Trans.Ind.Appl. 1991. Vol. 27, № 3. С. 531—538.
2. Law Joseph D., Chertok Allen, Lipo Thomas A. Design and performance of field regulated reluctance machine//IEE Trans.Ind.Appl. 1994. Vol. 30, № 5. С. 1185—1192.
3. Boldea I., Fux X., Nasar S.A. Performance evaluation of axially laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors//IEE Trans.Ind.Appl. 1994. Vol. 30 № 4. С. 977—985.
4. Platt Don. Reluctance motor with strong rotor anisotropy //IEE Trans. Ind.Appl. 1992. Vol. 28, № 3. С. 652—658.
5. Takayoshi Matsuo, Thomas A. Lipo. Rotor Gesign optimization of synchronous reluctance machine//IEE Trans. Energy. Convers. 1994. Vol. 9, № 2. С. 359—365.
6. Инкин А.И., Литвинов Б.В. Синтез каскадных схем замещения индукционных электрических машин на базе типовых $E-H$ четырехполюсников//Электротехника. 1977. № 1.

Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>
[gopher://gopher.ripn.net/](http://gopher.ripn.net/)
telnet://info.ripn.net/

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу im@ripn.net

Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора¹

Р.Т.ШРЕЙНЕР, доктор техн.наук, проф. (Уральский ГППУ),
В.А.ПОЛЯКОВ, канд.техн.наук (Уральский ГТУ)

Рассматривается возможность построения адаптивных САУ асинхронным электроприводом на основе компенсационного метода идентификации активного сопротивления обмотки ротора с использованием последовательной адаптивной модели (АМ) объекта и автоматической подстройки регуляторов. Задача решается с учетом насыщения асинхронного двигателя (АД).

Системы векторного управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора имеют повышенную чувствительность к изменению активного сопротивления обмоток ротора [1]. В связи с этим актуальной является задача построения систем автоматического управления (САУ), обладающих свойствами адаптации. Проблеме адаптивного управления асинхронными электроприводами посвящены [2—4], в которых предлагается различные методы идентификации и адаптивной настройки регуляторов. Однако до сих пор эта проблема не нашла своего всестороннего освещения.

Математическая модель АД как объекта идентификации

Выбор математической модели АД как объекта идентификации (ОИ) определяется следующими условиями.

1. Скорость изменения активного сопротивления обмотки ротора при нагревании двигателя мала в сравнении со скоростью протекания переходных процессов в электроприводе, вызванных изменениями момента нагрузки m_c и задания угловой скорости ω^* .

2. Время работы электропривода при $m_c = \text{const}$ и $\omega^* = \text{const}$ значительно превосходит время переходных процессов при их изменениях.

3. Асинхронный двигатель питается от идеального регулируемого источника тока.

При этих условиях ОИ описывается уравнениями звеньев потокосцеплений ротора (ЗП) и электромагнитного момента (ЗМ) [1]:

$$\begin{aligned} \beta_k &= \omega_k - \omega; \\ T_6 p \Psi_r &= -\beta_k B \Psi_r - r_r I_r; \\ \Psi_m &= \Psi_r - L_{\sigma} I_r; \\ I_m &= F_m^{-1} \Psi_m; \end{aligned} \quad (1)$$

$$I_r = -C I_s + I_m;$$

$$m = r_r^{-1} [(B \Psi_r, T_6 p \Psi_r) + \beta_k (C \Psi_r, \Psi_r)],$$

где I_s , I_r , I_m , Ψ_r и Ψ_m — векторы преобразованных к осям вращающейся ортогональной системы координат $0x_{yz}$ токов статора, ротора, результирующих намагничивающих токов, потокосцеплений ротора и главных потокосцеплений; ω и ω_k — угловые скорости вращения ротора и системы координат относительно статора; β_k — угловая скорость вращения системы координат относительно ротора; m — электромагнитный момент; T_6 — базовая постоянная времени; F_m — нелинейный оператор связи между главным потокосцеплением и результирующими намагничивающими токами; L_{σ} — матрица индуктивностей рассеяния обмоток ротора; B и C — постоянные вещественные матрицы; r_r — активное сопротивление обмоток ротора; p — оператор дифференцирования по времени.

Приведенные уравнения записаны в относительных единицах. Базовые величины, векторы и матрицы раскрываются в приложении.

Уравнения адаптивной модели

В соответствии с принципом идентификации структура последовательной адаптивной модели выбирается обратной структуре идентифицируемого объекта [5]. Для рассматриваемого объекта уравнения АМ имеют вид:

$$\begin{aligned} -r_r^* I_r^* &= T_6 p \Psi_r^* + \beta_k^* B \Psi_r^*; \\ \Psi_m^* &= \Psi_r^* - L_{\sigma}^* I_r^*; \\ I_m^* &= F_m^{*-1} \Psi_m^*; \\ I_s^* &= I_m^* - I_r^*; \\ \beta_k^* &= r_r^* m^* (\Psi_r^*, \Psi_r^*)^{-1}, \\ I_s &= I_s^*; \quad \beta_k = \beta_k^*. \end{aligned} \quad (2)$$

¹ Печатается в порядке обсуждения.

Для упрощения структуры АМ в системе с ориентацией поля ротора вектор задания Ψ_r^* в модели (2) формируется в виде

$$\Psi_r^* = [\Psi_{rx}^* \ 0 \ 0]^T, \quad (3)$$

где $\Psi_{rx}^* = \Psi_{rx}^*(m^*, \omega)$ — нелинейная функция, определяющая закон частотного управления.

Критерий качества идентификации

При точном согласовании параметров и начальных условий АМ и ОИ и формировании вектора Ψ_r^* в виде (3) адаптивная модель в геометрическом смысле ориентирует вектор Ψ_r по оси 0х трехмерной декартовой системы координат 0хуз и задает его модуль, т.е. обеспечивает $\Psi_r = \Psi_r^*$. В противном случае появляется ошибка между заданным и действительным значениями векторов:

$$\delta\Psi_{rDf} = [\delta\Psi_{rx} \ \delta\Psi_{ry} \ 0]^T = \Psi_r^* - \Psi_r. \quad (4)$$

Причем, радиус-векторы $\bar{\Psi}_r^*$ и $\bar{\Psi}_r$ становятся неколлинеарными. Вектор $\delta\Psi_r$ определяется в результате совместного решения уравнений (1)–(4). Полагая в этих уравнениях $p=0$, получим уравнения установившегося режима, которые разрешаются относительно составляющих вектора (4):

$$\begin{aligned} \delta\Psi_{rx} &= \left[1 - \frac{k_r r_r}{\alpha_r^2 + \beta_k^2} \frac{\alpha_r \alpha_r^* + \beta_k^{*2}}{k_r^* r_r^*} \right] \Psi_{rx}^*; \\ \delta\Psi_{ry} &= -\frac{k_r r_r}{\alpha_r^2 + \beta_k^2} \left[\frac{\alpha_r - \alpha_r^*}{k_r^* r_r^*} \right] \beta_k^* \Psi_{rx}^*, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\beta_k^* = \frac{m^*}{\Psi_{rx}^*} r_r^*; \quad \Psi_{rx}^* = \Psi_{rx}^*(m^*, \omega).$$

При учете насыщения коэффициенты α_r , k_r , α_r^* и k_r^* являются переменными величинами. Расчет коэффициентов α_r и k_r связан с решением уравнений связи между векторами Ψ_m , Ψ_r и I_s [1].

Коэффициенты α_r^* и k_r^* находятся исходя из выражений:

$$\begin{aligned} \Psi_{mx}^* &= \Psi_{rx}^*; \quad \Psi_{my}^* = I_{r0}^* m^* \Psi_{rx}^{*-1}; \\ \Psi_m^* &= (\Psi_{mx}^{*2} + \Psi_{my}^{*2})^{1/2}; \quad i_m^* = i_m^*(\Psi_m^*); \\ \alpha_r^* &= \frac{r_r^* i_m^*}{\Psi_m^* + I_{r0}^* i_m^*}; \quad k_r^* = \frac{\Psi_m^*}{\Psi_m^* + I_{r0}^* i_m^*}. \end{aligned}$$

Из выражений (5) следует, что при $I_{r0}^* = I_{r0}$ и $\Psi_m^*(i_m^*) = \Psi_m(i_m)$ установившаяся ошибка $\delta\Psi_r$ является функцией нескольких переменных:

$$\delta\Psi_r = \delta\Psi_r(m^*, \omega, r_r, \Delta r_r^*),$$

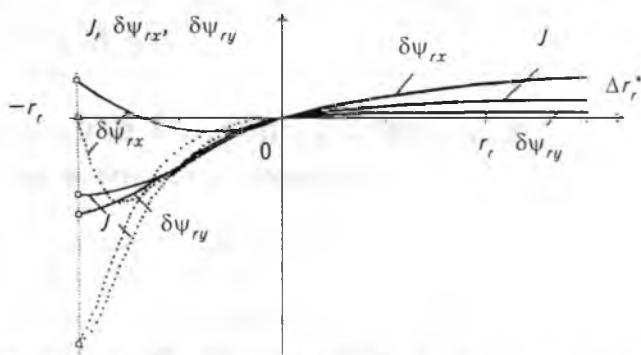


Рис.1. Графики $\delta\Psi_{rx}$, $\delta\Psi_{ry}$ и J при фиксированном значении r_r и изменении расстройки Δr_r^* : — — — без учета насыщения; — — — с учетом насыщения

где $\Delta r_r^* = r_r^* - r_r$ — расстройка АМ по активному сопротивлению обмотки ротора.

На рис.1 показан характер графиков $\delta\Psi_{rx}$ и $\delta\Psi_{ry}$ при фиксированных значениях m^* , ω , r_r и изменении Δr_r^* . Функции $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ и $\delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*)$ обладают следующими свойствами.

1. При любых фиксированных значениях m^* , ω и r_r , удовлетворяющих условиям $0 < |m^*| < +\infty$,

$0 < |\omega| < +\infty$ и $0 < r_r < +\infty$, в точке $\Delta r_r^* = 0$ ($r_r^* = r_r$) составляющие вектора ошибки $\delta\Psi_{rx} = 0$ и $\delta\Psi_{ry} = 0$.

2. Знак отклонения составляющей $\delta\Psi_{rx}$ не зависит от знака момента m^* . Для насыщенных машин ($I_m = I_m^* = \text{const}$) знак $\delta\Psi_{rx}$ определяется знаком расстройки Δr_r^* . Предельные значения функции

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow -r_r} \delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*) = 0; \quad \lim_{\Delta r_r^* \rightarrow +\infty} \delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*) = \Psi_{rx}^*.$$

Особенностью насыщенных машин является то, что в области больших расстроек при $\Delta r_r^* < 0$ знак функции $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ не соответствует знаку Δr_r^* .

Так,

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow -r_r} \delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*) = \left(1 - \frac{I_m}{I_m^*} \right) \Psi_{rx}^* > 0.$$

При изменении Δr_r^* в интервале $(-r_r, +\infty)$ функция $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ для насыщенных машин дважды принимает значение нуль. В связи с этим область определения функции $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$, в которой выполняется условие совпадения знаков $\delta\Psi_{rx}$ и Δr_r^* , для насыщенных машин несколь-

ко уже в сравнении с областью определения функции $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ для ненасыщенных машин.

3. Знак отклонения $\delta\Psi_{ry}$ зависит от знаков m^* и Δr_r^* . При положительных (либо отрицательных) их значениях составляющая $\delta\Psi_{ry}$ имеет положительный знак отклонения. При других возможных сочетаниях знаков m^* и Δr_r^* знак отклонения $\delta\Psi_{ry}$ — отрицательный. Пределы функции $\delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*)$ для ненасыщенных машин

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow -r_r} \delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*) = -(1_m + 1_{\pi}) \frac{m^*}{\Psi_{rx}^*};$$

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow +\infty} \delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*) = 0.$$

Для насыщенных машин

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow -r_r} \delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*) = -\frac{1_m}{1_m^*} (1_m^* + 1_{\pi}) \frac{m^*}{\Psi_{rx}^*};$$

$$\lim_{\Delta r_r^* \rightarrow +\infty} \delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*) = 0.$$

4. Функции $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ и $\delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*)$ унимодальны. Экстремум $\delta\Psi_{rx}(\Delta r_r^*)$ расположен в области отрицательных расстройок, а экстремум функции $\delta\Psi_{ry}(\Delta r_r^*)$ — в области положительных расстройок.

Благодаря этим свойствам составляющие $\delta\Psi_{rx}$ и $\delta\Psi_{ry}$ могут быть использованы при конструировании как четных, так и нечетных скалярных критериев качества идентификации. В дальнейшем принят нечетный критерий качества в виде скалярного произведения векторов:

$$J = (\Lambda, \delta\Psi_r), \quad (6)$$

где $\Lambda = k_r C I_s$ — вектор-столбец переменных весовых функций, которые обеспечивают нечетность критерия идентификации.

Аналитически доказано, что для ненасыщенных машин критерий качества (6) является нечетным как в двигательном, так и в генераторном режимах АД независимо от знака скорости вращения.

Для насыщенных машин доказательство свойства нечетности критерия (6) было получено путем цифрового моделирования только для исследуемого типа АД. В качестве иллюстрации на рис.1 показан характер поведения J в зависимости от изменения Δr_r^* при фиксированных значениях m^* , ω и r_r .

Алгоритм настройки адаптивной модели

Наиболее простым с точки зрения реализации и обеспечения помехоустойчивости контура настройки АМ является следующий алгоритм:

$$T_5 \frac{dr_r^*}{dt} = -\lambda J, \quad (7)$$

где λ — коэффициент усиления, выбранный из условия обеспечения сходимости и качества процесса настройки.

Используя прямой метод Ляпунова, можно доказать, что при медленных изменениях во времени r_r контур самонастройки АМ асимптотически устойчив.

Динамика контура самонастройки адаптивной модели

В нормально функционирующем контуре самонастройки АМ (рис.2,а) выполняются условия малости динамических отклонений переменных относительно координат установившегося режима, соответствующих точному согласованию параметров АМ и ОИ. Это дает возможность вместо нелинейной системы уравнений, описывающей процессы в контуре, использовать линеаризованную систему уравнений в отклонениях. Линеаризованные уравнения контура самонастройки АМ с учетом насыщения АД по главному магнитному пути имеют следующий вид:

$$T_6 p \Delta\Psi_r = -(\Lambda_r^0 + \beta_k^0 B) \Delta\Psi_r + G^0 \Delta\varepsilon;$$

$$\Delta\varepsilon = \Delta r_r - \Delta r_r^*;$$

$$T_6 p \Delta r_r^* = \lambda \Delta J;$$

$$\Delta J = (\Lambda^0, \Delta\Psi_r),$$

где Δ — отклонение переменной относительно координаты установившегося режима; $(\bullet)^0$ — координата установившегося режима при точном согласовании параметров АМ и ОИ; Λ_r^0 и G^0 — матрицы параметров; $\Lambda^0 = k_r^0 C I_s^0$ — вектор весовых коэффициентов.

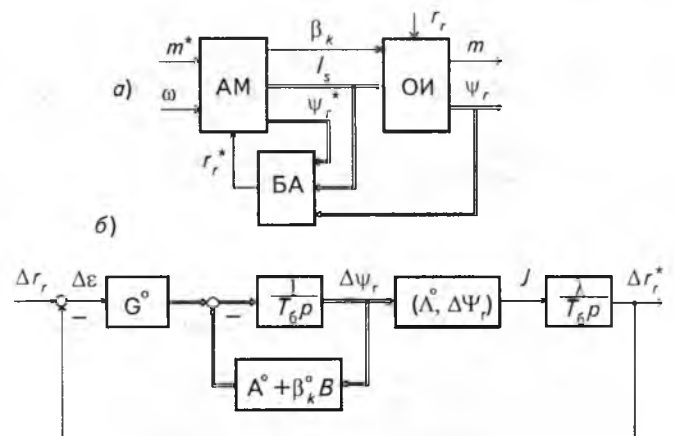


Рис.2. Структурная схема контура самонастройки АМ

В системе уравнений (9) матрицы

$$A_r^0 = \begin{bmatrix} \alpha_{rx}^0 & \alpha_{rxy}^0 & 0 \\ \alpha_{ryx}^0 & \alpha_{ry}^0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{rs}^0 \end{bmatrix}; \quad G^0 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{m^*}{\Psi_{rx}^0} & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Значения элементов матрицы A_r^0 зависят от степени насыщения машины и определяются следующими выражениями:

$$\alpha_{rx}^0 = \frac{1_{my}^0 + 1_{rs}}{(1_m^0 + 1_{rs})(1_m^0 + 1_{rs})} r_r^0; \\ \alpha_{ry}^0 = \frac{1_{mx}^0 + 1_{rs}}{(1_m^0 + 1_{rs})(1_m^0 + 1_{rs})} r_r^0; \quad (9)$$

$$\alpha_{rxy}^0 = \alpha_{ryx}^0 = -\frac{1_{mxy}^0}{(1_m^0 + 1_{rs})(1_m^0 + 1_{rs})} r_r^0; \quad \alpha_{rs}^0 = \frac{r_r^0}{1_{rs}^0}.$$

В формулы (9) входят коэффициенты взаимной индукции

$$1_{mx}^0 = (1_m^0 - 1_m^0) \left(\frac{i_{mx}^0}{i_m^0} \right)^2 + 1_m^0;$$

$$1_{my}^0 = (1_m^0 - 1_m^0) \left(\frac{i_{my}^0}{i_m^0} \right)^2 + 1_m^0;$$

$$1_{mxy}^0 = 1_{myx}^0 = (1_m^0 - 1_m^0) \frac{i_{mx}^0 i_{my}^0}{i_m^{02}} + 1_m^0,$$

где 1_m^0 , 1_m^{d0} — статическая и динамическая индуктивности, т.е.

$$1_m^0 = \frac{\Psi_m(i_m)}{i_m} \Big|_{i_m=i_m^0}; \quad 1_m^{d0} = \frac{\partial \Psi_m(i_m)}{\partial i_m} \Big|_{i_m=i_m^0}.$$

Системе уравнений (8) соответствует структурная схема, приведенная на рис.2,б. Отсюда находится передаточная функция замкнутого контура:

$$\Phi(p) = \frac{\Delta r_r^*(p)}{\Delta r_r(p)} = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3},$$

$$a_0 = \lambda k_r^0 \frac{m^*}{\alpha_{ry}^0 \Psi_{rx}^0} \left(i_{sx}^0 \frac{\beta_k^0 - \alpha_{rxy}^0}{\alpha_{rx}^0} + i_{sy}^0 \right);$$

$$a_1 = T_6 \left(1 + \frac{\beta_k^{02} - \alpha_{rxy}^{02}}{\alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0} \right) + \lambda k_r^0 i_{sy}^0 \frac{m^* T_6}{\alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0 \Psi_{rx}^0};$$

$$a_2 = \frac{\alpha_{rx}^0 + \alpha_{ry}^0}{\alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0} T_6^2; \quad a_3 = \frac{T_6^3}{\alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0};$$

$$b_0 = a_0; \quad b_1 = \lambda k_r^0 i_{sy}^0 \frac{m^* T_6}{\alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0 \Psi_{rx}^0}.$$

Используя условия устойчивости Гурвица, по коэффициентам характеристического уравнения замкнутого контура

$$G(p) = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$$

можно доказать, что независимо от степени насыщения машины и любом фиксированном значении $\lambda > 0$ контур самонастройки АМ асимптотически устойчив.

Оптимизация динамики контура самонастройки адаптивной модели

Характер переходных процессов в контуре самонастройки зависит от коэффициента усиления λ и координат установившегося режима m^* , ω^0 и r_r^0 . Оптимальное значение коэффициента ($\lambda_{\text{опт}}$) найдем, задавшись желаемым (эталонным) процессом $\Delta r_{r^*}^*(t)$, к которому будем приближать процесс $\Delta r_r^*(t)$ в контуре самонастройки. В качестве эталонного примем процесс в системе первого порядка с передаточной функцией

$$\Phi_3(p) = \frac{1}{T_3 p + 1},$$

где \bar{T}_3 — постоянная времени.

Критерий приближения $\Delta r_r^*(t)$ к эталонной кривой $\Delta r_{r^*}^*(t)$ зададим в интегральной форме:

$$I = \int_0^\infty [\Delta r_{r^*}^*(t) - \Delta r_r^*(t)]^2 dt. \quad (10)$$

Коэффициент $\lambda_{\text{опт}}$ определяется в результате минимизации функционала (10) для ряда фиксированных значений m^* , ω^0 и r_r^0 , т.е.

$$I \rightarrow \min_{\lambda}. \quad (11)$$

Задача (11) имеет аналитическое решение:

$$\lambda_{\text{опт}} = \frac{T_6}{T_3} \frac{\Psi_{rx}^0}{k_r^0 m^*} \frac{\beta_k^{02} + \alpha_{rx}^0 \alpha_{ry}^0 - \alpha_{rxy}^0 \alpha_{ryx}^0}{i_{rx}^0 (\beta_k^0 - \alpha_{rxy}^0) + i_{ry}^0 \alpha_{rx}^0}. \quad (12)$$

Из выражения (12) следует, что в общем случае $\lambda_{\text{опт}}$ является функцией от m^* , ω^0 и r_r^0 , т.е.

$$\lambda_{\text{опт}} = \lambda_{\text{опт}}(m^*, \omega^0, r_r^0).$$

Зависимость $\lambda_{\text{опт}}$ от угловой скорости объясняется тем, что для ряда законов частотного управления (например, оптимального управления по минимуму потерь в АД и др.) потокосцепление Ψ_{rx}^* , входящее в формулу (12), представляет собой функцию двух переменных: m^* и ω .

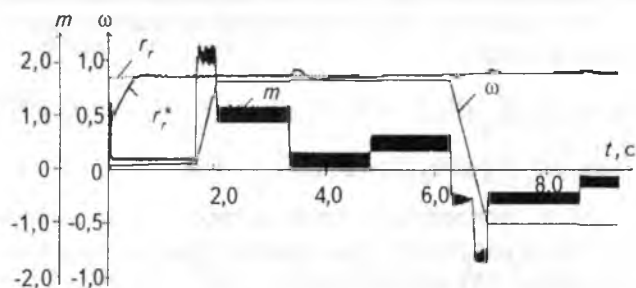


Рис.5. Осциллограммы переходных процессов в адаптивной САУ асинхронным электроприводом

в целом адаптивную САУ асинхронным электроприводом. Критерий качества в данной системе вычисляется в соответствии с (14).

На рис.5 приведены результаты цифрового моделирования процессов в адаптивной САУ асинхронным электроприводом с АД мощностью 4,5 кВт при питании от преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией. Выбранное быстродействие контуров преобразованных токов статора и угловой скорости вращения характеризуется частотами среза $\omega_{срi} = 300$ рад/с и $\omega_{ср\omega} = 37$ рад/с. Быстродействие контура самонастройки АМ определяется постоянной времени эталонного процесса $T_3 = 0,5$ с. Первоначальная расстройка АМ и ОИ по активному сопротивлению обмоток ротора составляет $r_r^* = 2r_r$. В дальнейшем параметр r_r изменяется во времени вследствие нагревания двигателя. Командный сигнал ω^* формируется задатчиком интенсивности с темпом, обеспечивающим модуль установившегося значения динамического момента при пуске, реверсе и торможении $|m_{дин.уст}| = 1$. В процессе работы электропривода сигнал на входе задатчика интенсивности и момент нагрузки изменялись ступенчато.

Приведенные осциллограммы иллюстрируют достаточно высокое качество САУ асинхронным электроприводом с последовательной адаптивной моделью идентификации. Из осциллограмм видно, что параметрическое возмущение $r_r(t)$ практически не влияет на движение регулируемых координат ω и m .

Выводы

1. Показана возможность построения адаптивной САУ асинхронным электроприводом на основе компенсационного метода идентификации активного сопротивления обмотки ротора с использованием последовательной АМ объекта идентификации.

2. В качестве критерия идентификации предложен нечетный скалярный критерий, использующий составляющие преобразованных токов

статора и потокосцеплений ротора. Рассмотрены свойства критерия при расстройке параметров АМ и ОИ.

3. Обоснован помехоустойчивый алгоритм настройки АМ с переменным коэффициентом усиления, позволяющий обеспечить заданное время сходимости и качество процесса настройки независимо от угловой скорости и момента нагрузки АД.

4. Предложена структура адаптивной САУ асинхронным электроприводом, в которой АМ одновременно выполняет роль регуляторов электромагнитного момента и потокосцепления ротора. Отличительной особенностью структуры адаптивной САУ в сравнении с известными решениями является возможность реализации в ней любого закона частотного управления.

5. Приведенные результаты цифрового моделирования адаптивной САУ подтверждают аналитические выводы и эффективность предлагаемых алгоритмов идентификации и структуры системы управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов адаптивного микропроцессорного управления частотно-регулируемых электроприводов, нечувствительных к изменению активного сопротивления обмоток ротора.

Приложение

1. Векторы и матрицы [1].

1.1. Вектор напряжений управления преобразователем частоты

$$U_y^{Fs} = df [u_{ya}, u_{yb}, u_{yc}]^T,$$

где T — индекс транспонирования.

1.2. Векторы напряжений и токов фазных обмоток статора

$$U_s^{Fs} = df [u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}]^T; \quad I_s^{Fs} = df [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T.$$

1.3. Векторы преобразованных величин напряжений, токов и полных потокосцеплений обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$)

$$U_j = df [u_{jx}, u_{jy}, u_{jz}]^T;$$

$$I_j = df [i_{jx}, i_{jy}, i_{jz}]^T;$$

$$\Psi_j = df [\Psi_{jx}, \Psi_{jy}, \Psi_{jz}]^T.$$

1.4. Векторы намагничивающих токов и главных потокосцеплений

$$I_m = df [i_{mx}, i_{my}, i_{mz}]^T; \quad \Psi_m = df [\Psi_{mx}, \Psi_{my}, \Psi_{mz}]^T.$$

1.5. Матрицы индуктивностей

$$L_{\pi\sigma} = \text{diag}[1_{\pi\sigma} 1_{\sigma\sigma} 1_{\pi\sigma}^0]; \quad 1_{\pi\sigma} = 1_{\pi\sigma}^0 + 1_{\pi\sigma}^m;$$

$$L_{\sigma} = \text{diag}[1_{\sigma} 1_{\sigma} 1_{\sigma\sigma}^0]; \quad 1_{\sigma} = 1_{\sigma\sigma} + k_r 1_{\pi\sigma};$$

$$1_{\sigma\sigma} = 1_{\sigma\sigma}^0 + 1_{\sigma\sigma}^m,$$

где $1_{\pi\sigma}^0, 1_{\sigma\sigma}^m$ — составляющие индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора.

1.6. Матричные коэффициенты

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

2. Базисные величины системы относительных единиц.

2.1. Основные базисные величины:

$I_6 = I_{\text{ном}}$ — номинальная "активная" составляющая тока статора;

$\Omega_6 = \Omega_{\text{ном}}$ — номинальная угловая частота напряжения статора;

$M_6 = M_{\text{ном}}$ — номинальный электромагнитный момент.

2.2. Производные базисные величины:

$U_6 = 2 M_6 \Omega_6 (3z_p I_6)^{-1}$ — напряжение, где z_p — число пар полюсов;

$\Psi_6 = 2 M_6 (3z_p I_6)^{-1}$ — потокосцепление;

$R_6 = U_6 (I_6)^{-1}$ — сопротивление;

$L_6 = \Psi_6 (I_6)^{-1}$ — индуктивность;

$\Omega_{6r} = \Omega_6 (z_p)^{-1}$ — угловая частота вращения ротора;

$T_6 = (\Omega_6)^{-1}$ — постоянная времени.

Список литературы

1. Шрейнер Р.Т., Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982.
2. Garces L. Parameter Adaptation for the Speed-Controlled Static AC Drive with Squirrel-Cage Induction Motor//IEEE Trans. on Ind. Appl. 1980. Vol. 1A—16. № 2. March/April. P. 173—178.
3. Hung K.T., Lorenz R.R. A rotor flux error-based, adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction machine drives in Conf. Rec. 1990//IEEE—IAS. Annual Meet. Oct. 1990. P.589—594.
4. A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines/J.C.Moreira, K.T.Hung, T.A.Lipo and R.D.Lorenz//IEEE Trans.and Appl. 1992. Nov/Dec. Vol.28. № 6. P. 1359—1366.
5. Адаптивные системы идентификации/А.Г.Кику, В.И.Костюк, В.Е.Краскевич и др. Киев: Техника, 1975.

Формирование сигнала, пропорционального моменту нагрузки, в электроприводах с системами подчиненного регулирования и наблюдателями состояния

Л.А.АКИМОВ, доктор техн.наук, проф., В.И.КОЛОТИЛО, инж.

Харьковский ГПУ

Рассмотрено использование наблюдателей состояния полного и пониженного порядков для получения сигнала, пропорционального моменту нагрузки, в электроприводах постоянного тока с одно-, дву- и трехкратно-интегрирующими системами подчиненного регулирования скорости. Точность идентификации момента нагрузки с наблюдателями состояния полного порядка составляет 0,2%, а с наблюдателями пониженного порядка — 3,5%.

Известно [1, 2], что наблюдатели состояния (НС) в основном применяются для восстановления неизмеряемых координат объекта, которые затем используются в системе для улучшения качества управления. В [3] обосновано создание НС для получения итерационных по возмущающему воздействию свойств систем, основное из которых заключается в повышении порядка их астатизма по возмущению, а следовательно, точности работы. Кроме того, НС могут применяться и для создания достаточно точных устройств идентификации действительного характера момента нагрузки M_c электропривода, что открывает перспективу создания инвариантных систем.

Следует сказать, что будучи включенными в состав электромеханической системы НС одновременно могут выполнять все указанные функции.

Цель исследования состоит в создании с помощью НС полного или пониженного порядков универсальных устройств для определения момента M_c (тока I_c) нагрузки в электроприводах с системами подчиненного регулирования (СПР) при использовании П-, ПИ- и ПИ²-регуляторов скорости (РС).

Системы подчиненного регулирования с П-, ПИ- и ПИ²-РС могут быть представлены векторно-матричным уравнением

$$\dot{X} = AX + B_u U_y + B_m M_c; \quad Y = CX, \quad (1)$$

где A , B_u , B_m — соответственно матрицы состояния, управления и возмущения; U_y , M_c — скаляры управления и возмущения; C — матрица выхода; X — вектор состояния, представляемый для различных СПР в виде:

$$\begin{aligned} \text{П-РС} \quad X_n &= |U_{н.т} U_d I \omega|^T; \\ \text{П-РС} \quad X_{\text{пи}} &= |U_{н.с1} U_{н.т} U_d I \omega|^T; \\ \text{ПИ}^2\text{-РС} \quad X_{\text{пи}^2} &= |U_{н.с1} U_{н.с2} U_{н.т} U_d I \omega|^T, \end{aligned} \quad (2)$$

в которых ω , I — скорость и ток двигателя; U_d — напряжение тиристорного преобразователя; $U_{н.с1}$ и $U_{н.с2}$, $U_{н.т}$ — искусственно введенные выходы соответствующих интеграторов регуляторов скорости (РС) и тока (РТ).

Уравнение создаваемого НС полного порядка n должно соответствовать виду

$$\dot{X} = A\dot{X} + B_u U_y + L_{li}(Y - \hat{Y}); \quad \hat{Y} = C\hat{X}, \quad i = \overline{1,3}, \quad (3)$$

где $L_{li} = |l_{1i} \ l_{2i} \ l_{3i} \dots \ l_{ni}|^T$ — матрица модальной обратной связи в НС с числом коэффициентов l_{ij} , соответствующим порядку n исходной системы ($n=4,5,6$).

Следует сказать, что особенность НС, соответствующих уравнению (3), заключается в том, что в их структуру не следует вводить элементы, уточняющие работу при действии на объект возмущения M_c . В этом случае совместное решение (1) и (3) дает уравнение ошибки оценивания

$$\dot{X} - \hat{X} = (A - L_{li}C)(X - \hat{X}) + B_m M_c. \quad (4)$$

Введем новые n -мерный вектор $Z = X - \hat{X}$, матрицу выхода C_z и при нулевых начальных условиях применим к (4) преобразование Лапласа. В результате получим:

$$pZ(p) = (A - L_{li}C)Z(p) + B_m M_c(p); \quad Y_z(p) = C_z Z(p), \quad (5)$$

откуда легко находится решение для $Y_z(p)$ в виде

$$Y_z(p) = C_z(pI - A + L_{li}C)^{-1} B_m M(p). \quad (6)$$

Из уравнения (6) следует, что ошибка оценивания Z оказывается пропорциональной моменту нагрузки электропривода. При этом сигнал, пропорциональный M_c , легко получить в результате сравнения действительного тока электропривода I и его восстановленного значения \hat{I} .

Создаваемые на этой основе устройства идентификации M_c , должны включать наблюдатели состояния НС4, НС5 или НС6, соответственно для СПР с П-($i=1$), ПИ-($i=2$) и ПИ²-РС($i=3$), и иметь интегрирующие звенья с постоянными интегрирования $T_{н.с1}=8T_\mu$, $T_{н.с2}=2\gamma T_\mu$, $T_{н.т}=T_\gamma$, T_μ , T_γ , T_m .

Известно [2], что точность оценки НС координат объекта определяется выбором собственных значений λ_j матрицы наблюдателя

$A_n = A - L_{li}C$, которые назначаются из области

$$\min_j |\operatorname{Re} \lambda_j(A_n)| \geq (2 \div 3) \left| \max_j \operatorname{Re} \lambda_j(A) \right|, \quad (7)$$

где $\lambda_j(A)$ — собственные значения матрицы состояния A объекта, т.е. СПР.

Из (7) следует, что динамика разрабатываемых НС должна приниматься более быстродействующей, чем динамика исходного объекта.

Мерой быстродействия любой системы является значение среднегеометрического корня ω_0 [4].

Для характеристических уравнений рассматриваемых СПР имеем [5]:

$$\begin{cases} G(p)_n = 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1; \\ G(p)_{\text{пи}} = 64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1; \\ G(p)_{\text{пи}^2} = 128\gamma T_\mu^4 p^4 + 64\gamma T_\mu^3 p^3 + 16\gamma T_\mu^2 p^2 + \\ + (8 + 2\gamma)T_\mu p + 1. \end{cases} \quad (8)$$

При этом значения среднегеометрического корня

$$\omega_{\text{оп}} = \frac{1}{\sqrt[2]{2} T_\mu}; \quad \omega_{\text{опи}} = \frac{1}{4 T_\mu}; \quad \omega_{\text{опи}^2} = \frac{1}{6 T_\mu} \quad (\gamma = 10, 12). \quad (9)$$

Примем, что динамика НС4-НС6 настраивается отвечающей фильтрам Баттерворта четвертого — шестого порядков вида:

$$\begin{cases} H_4(p) = p^4 + 2,6\omega_{0н} p^2 + 3,4\omega_{0н}^2 p^2 + \\ + 2,6\omega_{0н}^3 p + \omega_{0н}^4; \\ H_5(p) = p^5 + 3,24\omega_{0н} p^4 + 5,24\omega_{0н}^2 p^3 + \\ + 5,24\omega_{0н}^3 p^2 + 3,24\omega_{0н}^4 p + \omega_{0н}^5; \\ H_6(p) = p^6 + 3,86\omega_{0н} p^5 + 7,46\omega_{0н}^2 p^4 + \\ + 9,13\omega_{0н}^3 p^3 + 7,46\omega_{0н}^4 p^2 + 3,86\omega_{0н}^5 p + \omega_{0н}^6. \end{cases} \quad (10)$$

при условии, что в НС может быть принято

$$\omega_{0н} = K \frac{1}{T_\mu}; \quad K = 2. \quad (11)$$

В этом случае быстродействие НС полного порядка будет отличаться от исходного в СПР соответственно в 5,64, 8 и 12 раз, что безусловно должно привести к высокой точности идентификации момента нагрузки.

С целью упрощения устройства для формирования сигнала, пропорционального моменту нагрузки, возможно создание НС пониженного порядка, например, НС2 ($n=2$), единого для всех рассматриваемых здесь СПР.

Разделим вектор состояния X на векторы X_1 и X_{II} . Под X_1 будем понимать вектор, компонентами которого являются координаты объекта

$U_{и.с1}, U_{и.с2}, U_{и.т}, U_d$, не подлежащие восстановлению, а под $\hat{X}_{II} = |I \omega|^T$ — вектор, компоненты которого должны быть восстановлены. При этом возмущение M_c входит в восстанавливаемую часть объекта, но как и ранее, не должно учитываться при синтезе НС2.

Модель, полагаемая в основу НС2, полного по отношению к восстанавливаемой части объекта, должна соответствовать уравнению

$$\dot{\hat{X}}_{II} = A_n \hat{X}_{II} + B_n Y_I, \quad (12)$$

где \hat{X}_{II} — вектор состояния модели.

Таким образом, если учесть, что возмущение M_c приложено только к восстанавливаемой части объекта, то уравнения для этой части и НС пониженного порядка могут быть представлены в виде:

$$\dot{X}_{II} = A_{II-I} C_I X_I + A_{II-II} X_{II} + B_m M_c; \quad (13)$$

$$\hat{X}_{II} = B_n C_I X_I + A_n \hat{X}_{II} + L_2 (C_{II} X_{II} - C_n \hat{X}_{II}). \quad (14)$$

Если принять $A_n = A_{II-II}$, $B_n = A_{II-I}$, $C_n = C_{II}$ и вычесть (14) из уравнения (13), то получим:

$$\dot{X}_{II} - \hat{X}_{II} = (A_{II-II} - L_2 C_{II})(X_{II} - \hat{X}_{II}) + B_m M_c. \quad (15)$$

Как и ранее, введем вектор ошибки $Z_{II} = X_{II} - \hat{X}_{II}$, матрицу C_z , так что $Y_z = C_z Z$, и

применим к уравнению (15) преобразование Лапласа. В результате будем иметь уравнение

$$Y_z(p) = C_z(pI - A_{II-II} + L_2 C_{II})^{-1} B_m M_c(p), \quad (16)$$

аналогичное (6). Другими словами, при синтезе НС пониженного порядка также удастся получить сигнал, пропорциональный моменту нагрузки M_c .

Разработка универсальных НС полного и пониженного порядков

В соответствии с представленной методикой произведен синтез наблюдателей состояния полного порядка: НС6, как более универсального; НС5 и НС4 легко трансформируемых из НС6; и общего для всех рассматриваемых СПР наблюдателя пониженного порядка НС2.

При разработке НС момент сопротивления представлен сложной зависимостью $M_c^* = M_c \pm \beta_c \omega$ ($M_c = \text{const}$), что позволяет учесть наличие в характере нагрузки участков с положительным и отрицательным вязким трением.

Для СПР с ПИ²-РС матрицы A , B_u , B_m , C , C_z , L_{13} , где соответствующим образом выделены клеточные матрицы A_{I-I} , A_{I-II} , A_{II-I} , A_{II-II} , а также матрицы выхода C_I и C_{II} , с общепринятыми обозначениями параметров электропривода имеют вид:

$$A = \begin{array}{c|ccc|ccc} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{JK_{дт}}{32T_\mu^2(C\Phi)} \\ & \frac{1}{2\gamma T_\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{JK_{дт}}{8\gamma T_\mu^2(C\Phi)} \\ & R_3 & R_3 & & & A_{I-II} & \frac{R_3}{T_m(C\Phi)} \\ \frac{2T_\mu K_{тп} K_{дт}}{L_3} & \frac{2T_\mu K_{тп} K_{дт}}{L_3} & 0 & 0 & -\frac{2T_\mu K_{тп}}{L_3} & \frac{8T_\mu^2 K_{тп}}{8T_\mu^2 K_{тп}} \\ \frac{2T_\mu^2 K_{дт}}{L_3} & \frac{2T_\mu^2 K_{дт}}{L_3} & \frac{K_{тп}}{T_\mu} & -\frac{1}{T_\mu} & -\frac{2T_\mu^2}{T_\mu} & -\frac{\Omega_{0дв}^2 8T_\mu^3}{(C\Phi)} \\ \hline & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_3} & -\frac{1}{T_3} & -\frac{(C\Phi)}{L_3} \\ & & A_{II-I} & & & A_{II-II} & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(C\Phi)}{J} & \pm \frac{\beta_c}{J} \end{array}; \quad (17)$$

$$B_u = \begin{array}{c} \frac{K_{рс}}{8T_\mu} \\ \frac{K_{рс}}{2\gamma T_\mu} \\ \frac{K_{фт} K_{рс}}{T_3} \\ \frac{K_{тп} K_{рс} K_{рт}}{T_\mu} \\ \frac{T_\mu}{0} \\ 0 \end{array}; \quad B_m = \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{array};$$

$$C = |0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1|;$$

$$L_{13} = |l_{13} \ l_{23} \ l_{33} \ l_{43} \ l_{53} \ l_{63}|^T;$$

$$C_I = |0 \ 0 \ 0 \ 1|; \quad C_{II} = |0 \ 1|;$$

$$C_z = |0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0|,$$

Зависимости для коэффициентов модальной обратной связи в наблюдаемых состояниях

	НС4, L_{11} , П-РС	НС5, L_{12} , ПИ-РС	НС6, L_{13} , ПИ ² -РС	НС2, L_2
$l_1 = l_1^* = l_1 J$	$2,6\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \pm \frac{\beta_c}{J}$	$3,24\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \pm \frac{\beta_c}{J}$	$3,86\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \pm \frac{\beta_c}{J}$	$1,41\omega_{0H} - \frac{1}{T_3} \pm \frac{\beta_c}{J}$
$l_2 = l_2^* = l_2 L_3$	$\frac{J}{(C\Phi)} \left[3,4\omega_{0H}^2 - \left(\Omega_{0ДВ}^2 + \Omega_{03}^2 + \frac{1}{2T_\mu^2} \right) - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \left(2,6\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right]$	$\frac{J}{(C\Phi)} \left[5,24\omega_{0H}^2 - \left(\Omega_{0ДВ}^2 + \Omega_{03}^2 + \frac{1}{2T_\mu^2} \right) - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \left(3,24\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right]$	$\frac{J}{(C\Phi)} \left[7,46\omega_{0H}^2 - \left(\Omega_{0ДВ}^2 + \Omega_{03}^2 + \frac{1}{2T_\mu^2} \right) - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \left(3,86\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right]$	$\frac{J}{(C\Phi)} \left(\omega_{0H}^2 - \Omega_{0ДВ}^2 - \frac{1}{T_3} \right) - \frac{1}{T_3} \left(1,41\omega_{0H} - \frac{1}{T_3} \right)$
$l_3 = l_3^* = l_3 \frac{T_\mu}{K_{ТП}}$	$\frac{JL_3}{(C\Phi)} \left[2,6\omega_{0H}^3 - 3,4\frac{\omega_{0H}^2}{T_\mu} + 2,6\frac{\omega_{0H}}{2T_\mu^2} - \frac{1}{8T_\mu^3} \right]$	$\frac{JL_3}{(C\Phi)} \left[5,24\omega_{0H}^3 - 5,24\frac{\omega_{0H}^2}{T_\mu} + 3,24\frac{\omega_{0H}}{2T_\mu^2} - \frac{1}{8T_\mu^3} \right]$	$\frac{JL_3}{(C\Phi)} \left[9,13\omega_{0H}^3 - 7,46\frac{\omega_{0H}^2}{T_\mu} + 3,86\frac{\omega_{0H}}{2T_\mu^2} - \frac{1}{8T_\mu^3} \right]$	0
$l_4 = l_4^* = l_4 \frac{T_3}{K_{РТ}}$	$\frac{T_\mu JL_3}{K_{ТП}(C\Phi)} \left[\omega_{0H}^4 - \frac{\Omega_{03}^2}{8T_\mu^2} - \frac{\Omega_{03}^2}{2T_\mu^2} \left(2,6\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right]$	$\frac{T_\mu JL_3}{K_{ТП}(C\Phi)} \left[3,24\omega_{0H}^4 - \frac{\Omega_{03}^2}{8T_\mu^2} - T_3\omega_{0H}^5 - \frac{\Omega_{03}^2}{2T_\mu} \left(3,24\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right] < 0$	$\frac{T_\mu JL_3}{K_{ТП}(C\Phi)} \left[7,46\omega_{0H}^4 - \frac{\Omega_{03}^2}{8T_\mu^2} + T_3\omega_{0H}^6 - 3,86T_3\omega_{0H}^5 - \frac{\Omega_{03}^2}{2T_\mu} \left(3,86\omega_{0H} - \frac{T_\mu + T_3}{T_\mu T_3} \right) \right]$	0
$l_5 = l_5^* = l_5 \frac{8T_\mu}{K_{РС}}$	0	$\frac{2T_\mu^2 T_3 JK_{ДТ}}{(C\Phi)} \left(\omega_{0H}^5 - \frac{1}{64T_\mu^4 T_3} \right)$	$\frac{4\gamma T_\mu^3 T_3 JK_{ДТ}}{(C\Phi)} \left(\omega_{0H}^6 - \frac{1}{128\gamma T_\mu^5 T_3} \right)$	0
$l_6 = l_6^* = l_6 2\gamma T_\mu$	0	0	$\frac{2T_\mu^2 T_3 JK_{ДТ}}{(C\Phi)} \left[3,86\omega_{0H}^5 - \frac{1}{16\gamma T_\mu^4 T_3} - (2\gamma T_\mu + T_3)\omega_{0H}^6 \right] < 0$	0

где $\Omega_{0\text{дв}}^2 = 1 / (T_m T_\gamma)$ — квадрат частоты недемпфированных колебаний в двигателе, с^{-2} ; β_c — жесткость механической характеристики нагрузки, $\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$.

Для получения соответствующих матриц состояния А в случаях СПР с ПИ-РС П-РС необходимо вычеркнуть в (17) вторые строку и столбец либо первые две строки и два столбца. Подобным образом видоизменяются и матрицы B_m , выходы C , C_1 и C_2 , а матрица модельной обратной связи в наблюдателях L_{1i} приобретает вид для СПР с ПИ-РС и НС5 $L_{12} = [l_{12} \ l_{22} \ l_{32} \ l_{42} \ l_{52}]^T$ и для СПР с П-РС и НС4 $L_{13} = [l_{11} \ l_{21} \ l_{31} \ l_{41}]^T$.

В случае наблюдателя пониженного порядка НС2 матрица $L_2 = [l_2 \ l_1]^T$.

В таблице приведены найденные аналитические выражения для расчета коэффициентов модальной обратной связи во всех НС, где

$\Omega_{03}^2 = 1 / (T_\gamma T_\mu)$ — квадрат частоты колебаний электрической части, с^{-2} . Для унификации в таблице изменены индексы коэффициентов, т.е. принято:

$$\begin{aligned} l_1 &\equiv l_{41}, \ l_{52}, \ l_{63}; \ l_2 \equiv l_{31}, \ l_{42}, \ l_{53}; \ l_3 \equiv l_{21}, \ l_{32}, \ l_{43}; \\ l_4 &\equiv l_{11}, \ l_{22}, \ l_{33}; \ l_5 \equiv l_{12}, \ l_{13}; \ l_6 \equiv l_{23}. \end{aligned} \quad (19)$$

При этом настраиваемые в НС значения коэффициентов модальной обратной связи должны соответствовать выражениям:

$$l_1^* = l_1 J; \quad l_2^* = l_2 L_\gamma; \quad l_3^* = l_3 \frac{T_\mu}{K_{\text{тп}}};$$

$$l_4^* = l_4 \frac{T_\gamma}{K_{\text{рт}}}; \quad l_5^* = l_5 \frac{8T_\mu}{K_{\text{рс}}}; \quad l_6^* = l_6 2\gamma T. \quad (20)$$

Анализ выражений для коэффициентов $l_2^* - l_6^*$ (таблица) показывает их независимость от характера нагрузки электропривода, т.е. от β_c . Слабо зависит от β_c и коэффициент l_1^* . К тому же влияние β_c здесь легко ослабляется выбором величины среднегеометрического корня в НС $\omega_{\text{он}}$ (11).

Структурные схемы более общей СПР с ПИ²-РС и НС6, а также с НС2 приведены на рис.1,2. Из рис.2 следует, что изменение типа РС (П, ПИ или ПИ²) не влияет на структуру НС2, в силу чего он и назван универсальным. Универсальным является и наблюдатель полного порядка НС6, так как он легко перестраивается не только на новые значения коэффициентов l_i^* с учетом их знака, но и видоизменяет

свою структуру. Если обнулить коэффициент l_6^* и интегратор П с передаточной функцией $W_{11}(p) = 1/(2\gamma T_\mu p)$, то НС6 трансформируется в НС5. При обнулении к тому же l_5^* и интегратора I с передаточной функцией $W_1(p) = K_{\text{рс}}/(8T_\mu p)$ наблюдатель НС6 становится на-

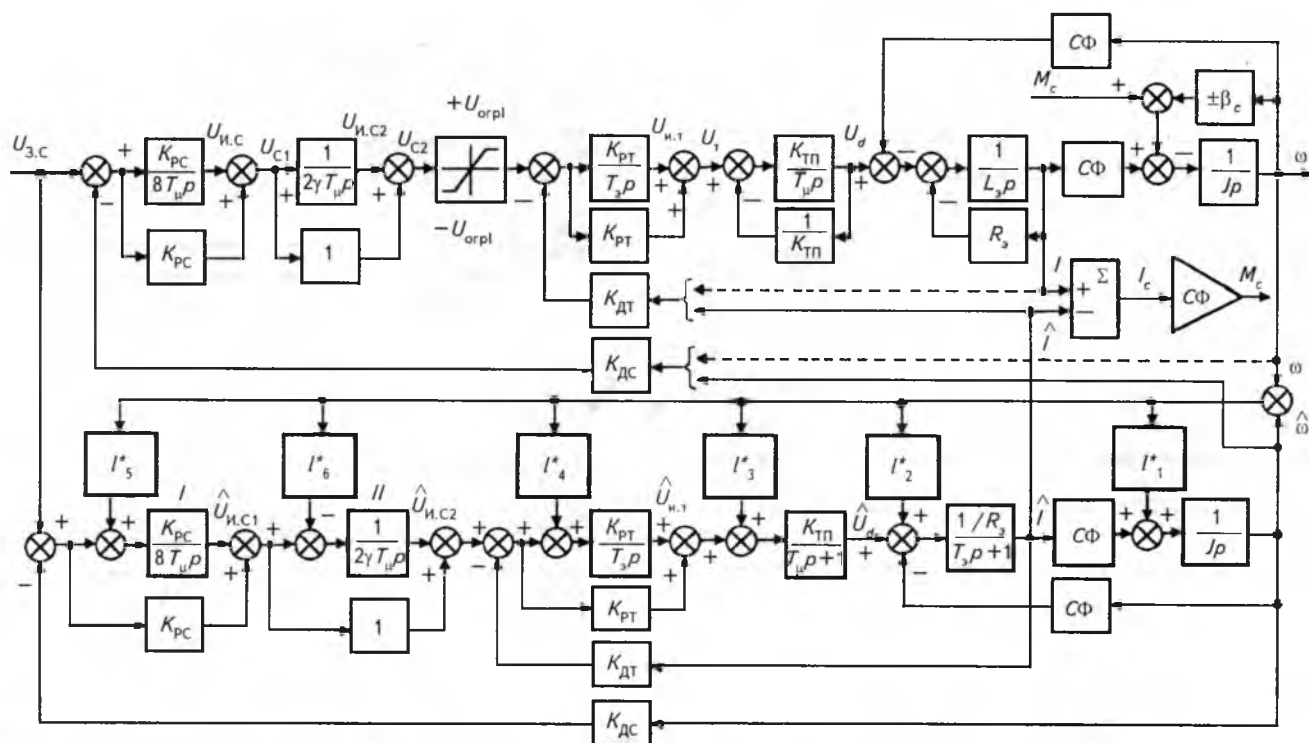


Рис.1. Структурная схема СПР с ПИ²-РС, НС6 полного порядка и узлом формирования сигнала $M_c(I_c)$

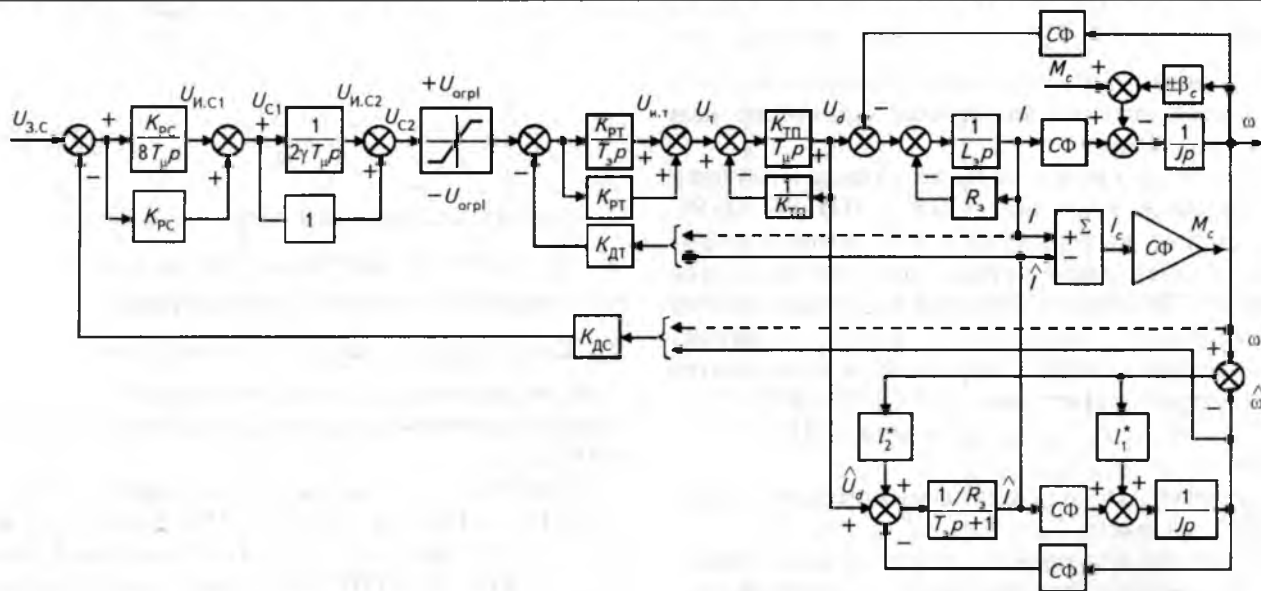


Рис.2. Структурная схема СПР с ПИ²-РС, НС2 пониженного порядка и узлом формирования сигнала $M_c(I)$

блюдателем НС4. На рис.1 и 2 выделен узел сравнения тока двигателя I с его оценкой наблюателями \hat{I} . Результатом этого сравнения является сигнал, пропорциональный действительному характеру нагрузки электропривода I_c или $M_c = (CF)I_c$.

Экспериментальные исследования проводились при следующих параметрах силовой части электропривода ТП-Д: $K_{TP}=51,3$, $T=0,004$ с, $R_s=0,087$ Ом, $L_s=6,873 \cdot 10^{-3}$ Гн, $T_s=0,079$ с, $T_M=0,242$ с, $J=20$ кг·м², $(CF)=2,68$ В·с, $U_H=440$ В, $I_H=400$ А, $\omega_H=157$ с⁻¹, $M_H=1070$ Н·м, $\Omega_{0дв}^2=52,2$ с⁻², $\Omega_{0э}^2=3164,5$ с⁻².

Были определены параметры СПР с П-, ПИ- и ПИ²-РС: $U_{3c}=10$ В, $K_{DT}=0,005$ В/А, $K_{ДС}=0,060638$ В·с, $K_{РТ}=3,35$, $K_{РС}=36,5$, $8T_\mu=0,032$ с, $\gamma=10,12$, $U_{orpl}=\pm 5$ В. При этом для среднегеометрических корней СПР получено: $\omega_{оп}(9)=88,6$ с⁻¹, $\omega_{опи}(9)=62,5$ с⁻¹, $\omega_{опи}^2(9)=41,66$ с⁻¹. Время разгона систем от датчика интенсивности принято равным 2 с.

При синтезе наблюдателей НС6, НС5, НС4 и НС2 принято: $\omega_{он}(11)=2/T_\mu=500$ с⁻¹, получены с учетом (19) и (20) при $\beta_c=0$ следующие значения матриц L_{1i}^* и L_{2i}^* обратных связей:

$$\text{НС6 } L_{13}^* = \begin{bmatrix} 3,33 \cdot 10^4 & 7,14 \cdot 10^4 & 2,93 \cdot 10^3 & 8,34 \cdot 10^6 \\ 1,033 \cdot 10^5 & -1,784 \cdot 10^7 \end{bmatrix};$$

$$\text{НС5 } L_{12}^* = \begin{bmatrix} 2,71 \cdot 10^4 & 4,71 \cdot 10^4 & 1,511 \cdot 10^3 \\ -2,138 \cdot 10^5 & 2,584 \cdot 10^3 \end{bmatrix};$$

$$\text{НС4 } L_{11}^* = \begin{bmatrix} 2,07 \cdot 10^4 & 2,78 \cdot 10^4 & 6,03 \cdot 10^2 & 5,583 \cdot 10^3 \end{bmatrix};$$

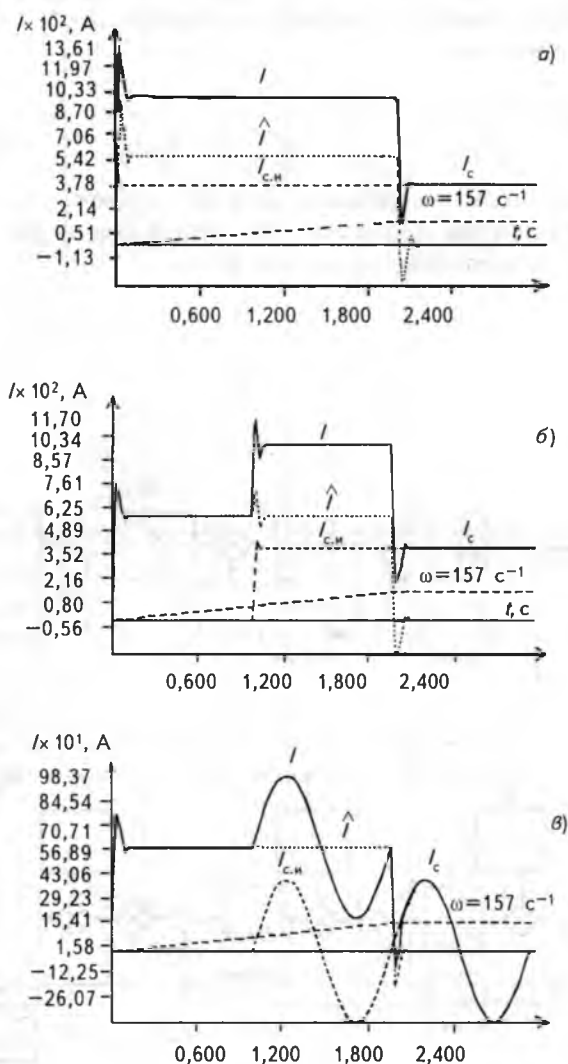


Рис.3. Переходные процессы в СПР с ПИ-РС и НС5 при:
а — $I_c = 400$ А, $t = 0$; б — $I_c = 400$ А, $t = t-1$ с; в — $I_c = 400\sin 6,28t$, $t = t-1$ с

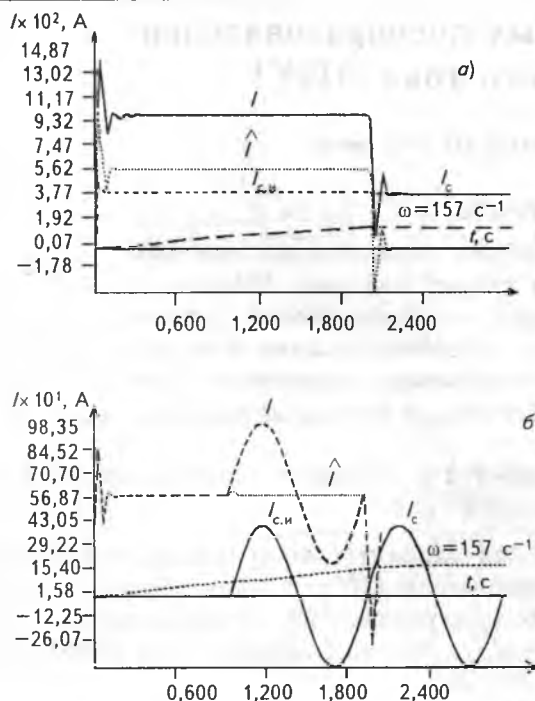


Рис.4. Переходные процессы в СПР с ПИ²-РС и НС6 при:
а — $I_c = 400$ А, $t = 0$; б — $I_c = 400 \sin 6,28t$, $t = t-1$ с

НС2 $L_2^* = [1,375 \cdot 10^4 \quad 1,237 \cdot 10^4]$.

Системы рис.1,2 исследовались с П-, ПИ- и ПИ²- регуляторами скорости при двух видах нагрузки:

$M_{c1} = 1070$ Н·м = const; $M_{c2} = 1070 \sin \Omega t$;
 $\Omega = 6,28$ с⁻¹,

соответствующих статическому току $I_c = 400$ А.

В случае M_{c1} для всех НС полного порядка ($n=4, 5, 6$) получены следующие совпадающие

результаты: $\omega_n = 157$ с⁻¹, $I = 984,103$ А, $\hat{I} = 584,85$ А и идентифицированное значение статического тока $I_{c,н} = 399,253$ А. Таким образом, точность определения статического момента (тока) с помощью НС полного порядка составила $\delta_1 \leq 0,2\%$.

При работе НС2 с различными вариантами РС ошибка идентификации статического тока имела одинаковую величину 14,0 А, т.е. $\delta_1 = 3,5\%$.

Те же результаты получены и при синусоидальном характере нагрузки M_{c2} , который включал восходящий и нисходящий ее участки, равносильные действию положительного и отрицательного вязкого трения с коэффициентом β_c .

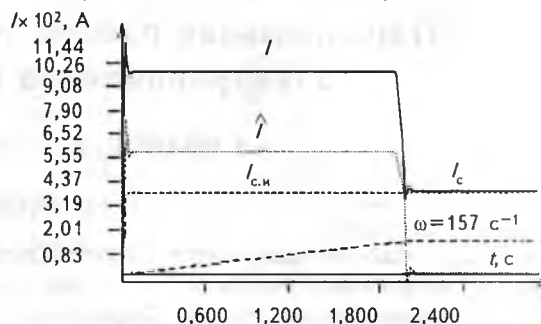


Рис.5. Переходные процессы в СПР с П-РС и НС2 при
 $I_c = 400$ А, $t = 0$

На рис.3—5 показаны результаты некоторых экспериментов. Они свидетельствуют о целесообразности использования разработанных устройств формирования сигнала, пропорционального моменту (току) нагрузки электропривода.

Выводы

1. Предложено для получения сигнала, пропорционального моменту нагрузки в электроприводах с системами подчиненного регулирования, использовать наблюдатели состояния полного и пониженного порядка, для которых выполнен синтез коэффициентов модальной обратной связи.

2. Показано, что вне зависимости от характера нагрузки электропривода наблюдатели состояния полного порядка обеспечивают точность идентификации, не превышающую 0,2%, а наблюдатель пониженного порядка имеет точность в пределах 3,5%.

Список литературы

1. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976.
2. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб.: Энергоатомиздат, 1992.
3. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков А.В. Об итерационности по возмущению модальных систем, замкнутых по вектору состояния через наблюдатель//Сб. научных статей "Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния". Харьков: ХГПУ, 1977. С.21—29.
4. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.
5. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами/Под. ред. В.И.Круповича, Ю.Г.Барыбина, М.Л.Самовера. М.: Энергоиздат, 1982.

Параллельная работа тиристорных преобразователей электроприводов постоянного тока ЭПУ1

А.Г.ИВАНОВ, канд.техн.наук, В.В.МИХАЙЛОВ, инж.

АО "ВНИИР", г. Чебоксары

Рассматриваются вопросы параллельной работы тиристорных преобразователей постоянного тока серии ЭПУ1 на общую нагрузку (двигатель постоянного тока). Приведены три структуры электроприводов с двумя параллельно работающими преобразователями, обеспечивающими ток двигателя до 1250 А. Получены формулы для определения погрешности при делении токов в тиристорах параллельно работающих преобразователей.

В тиристорных электроприводах постоянного тока серии ЭПУ1 и модернизированной серии ЭПУ1М возникает задача повышения мощности и тока за счет параллельного соединения тиристорных преобразователей (ТП). В этом случае появляется ряд особенностей в части построения системы управления и силовой схемы.

В работе рассматриваются указанные вопросы на примере реверсивных электроприводов. Параллельное соединение наибольших по току преобразователей с номинальным током 630 А позволяет создать сдвоенный преобразователь, обеспечивающий в цепи якоря двигателя номинальный ток 1250 А и в цепи обмотки возбуждения 40 А.

Рассмотрим три варианта структур управления параллельно работающими преобразователями ТП1 и ТП2. Описание электрических схем здесь не приводится, рассчитывая на знакомство читателя с принципиальными решениями по серии ЭПУ1 [1].

Вариант 1 (с двумя регуляторами тока).

Этот вариант отличается минимальными переделками одиночных серийных преобразователей ТП1, ТП2 (рис.1). Пунктиром обведены ТП1 и ТП2, подключенные к общему регулятору скорости РС, расположенному в одном из преобразователей (вариант на базе серии ЭПУ1М).

Узлы НЗ в ФПЕ образуют устройство линеаризации характеристик преобразователей в РПТ. Общее задание тока через R14 поступает на вход РТ каждого преобразователя. В якоре двигателя имеем сумму токов ТП1 и ТП2, а в ОВМ сумму токов ТПВ. Такая структура обеспечивает удовлетворительное распределение токов по преобразователям при высокой симметрии и синфазности управляющих импульсов каждой СИФУ. Деление токов в ТП1 и ТП2 осуществляется при помощи реакторов L₂, а в ТПВ — при помощи L₃.

Испытания данной структуры показали наличие субгармонических автоколебаний в токе каждого преобразователя с частотой 100 Гц, которое приводит к неравномерной нагрузке тиристоров.

Вариант 2 (с ведущим преобразователем и одной СИФУ).

Данный вариант (рис.2) содержит ведущий преобразователь ТП1 в полном составе всех узлов и блоков управления. Преобразователь ТП2 в отличие от ТП1 не содержит узлы СИФУ, НЗ, ФПЕ, ЛУ, РС.

Особенностями являются:

1) наличие общей СИФУ, к которой подключаются блоки импульсных трансформаторов (БИТ) обоих тиристорных преобразователей;

2) наличие двух датчиков проводимости ДП, подключенных параллельно к одному блоку ЛУ;

3) наличие двух блоков защит БЗ, выходы которых сблокированы так, что при срабатывании защит в ТП1 запираются тиристоры ТП1 и ТП2 и наоборот.

Вариант 2 показан применительно к серии ЭПУ1, в которой отсутствует регулятор тока. Принципиально этот вариант может быть реализован на базе модернизированной серии ЭПУ1М с РТ.

Вариант 2 обеспечивает работу без присущих варианту 1 автоколебаний тока в каждом преобразователе. Однако данный вариант весьма трудоемкий в монтаже, так как требуется переключение системы управления ТП2 и применение цепей управления тиристорами к системе ТП1.

Вариант 3. (с ведущим преобразователем и двумя СИФУ).

Вариант, показанный на (рис.3), использует систему управления каждого ТП, но при этом объединяются датчики проводимости ДП1, ДП2, а входы генераторов пилообразного напряжения СИФУ2 подключаются к общему управляющему органу УО ведущего преобразователя ТП1. Такое решение благодаря применению в модернизированных преобразователях ЭПУ1М СИФУ с самонастройкой, обладающей идентичностью опорных пилообразных напряжений, обеспечивает синфазное управление параллельными тиристорами. На рис.3 приведен вариант двухзонного электропривода на ток до 1250 А.

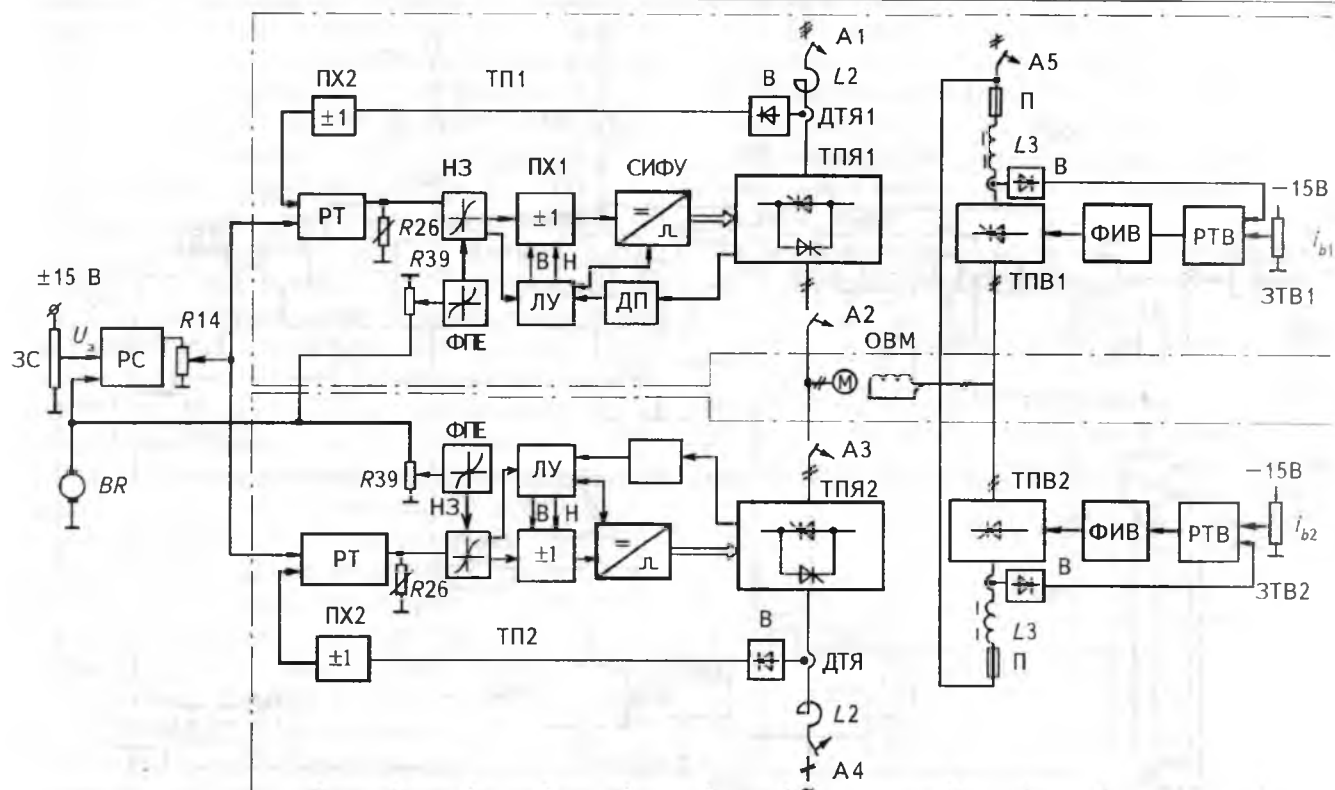


Рис.1. Функциональная схема однозонного электропривода на базе ЭПУ1М-2-4847МУХЛ4:

ЗС — задатчик скорости; ЗИ — задатчик интенсивности; РС — регулятор скорости; РТ — регулятор тока; ПХ1, ПХ2 — переключатели характеристик; НЗ — нелинейное звено; ФПЕ — функциональный преобразователь ЭДС; ЛУ — логическое устройство раздельного управления; ДП — датчик проводимости тиристоров; СИФУ — система импульсно-фазового управления; ТПВ — тиристорный выпрямительный блок для питания обмотки возбуждения; А1—А5 — автоматические выключатели; М — двигатель; ОВМ — обмотка возбуждения; L_1, L_2 — сетевые реакторы, соответственно ТПЯ и ТПВ; П — предохранитель; ФИВ — формирователь импульсов возбудителя; РТВ — регулятор тока возбуждения; BR — тахогенератор; R14, R26, R39 — потенциометры; R78 — задатчик номинального тока возбуждения; В, Н — реверсирующие контакты

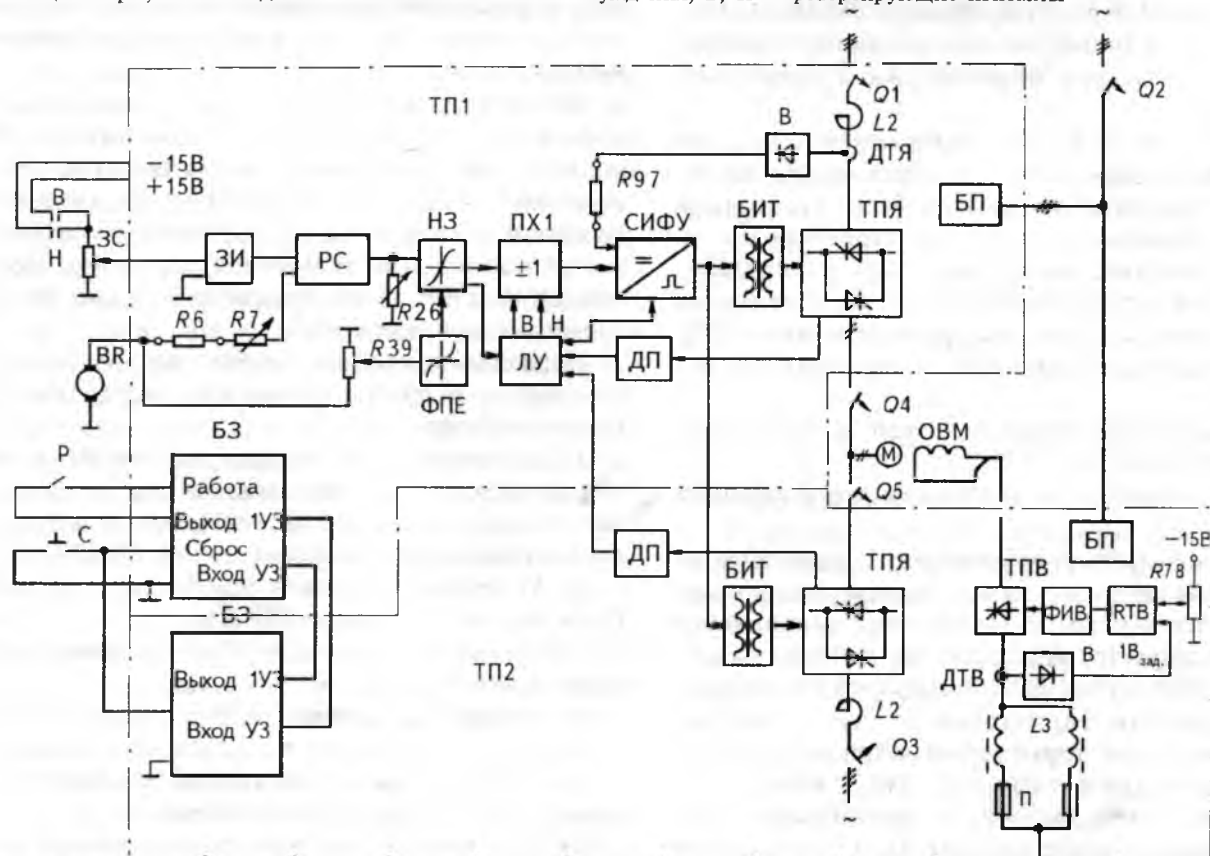


Рис.2. Функциональная схема однозонного электропривода на базе ЭПУ1-2-4847МУХЛ4

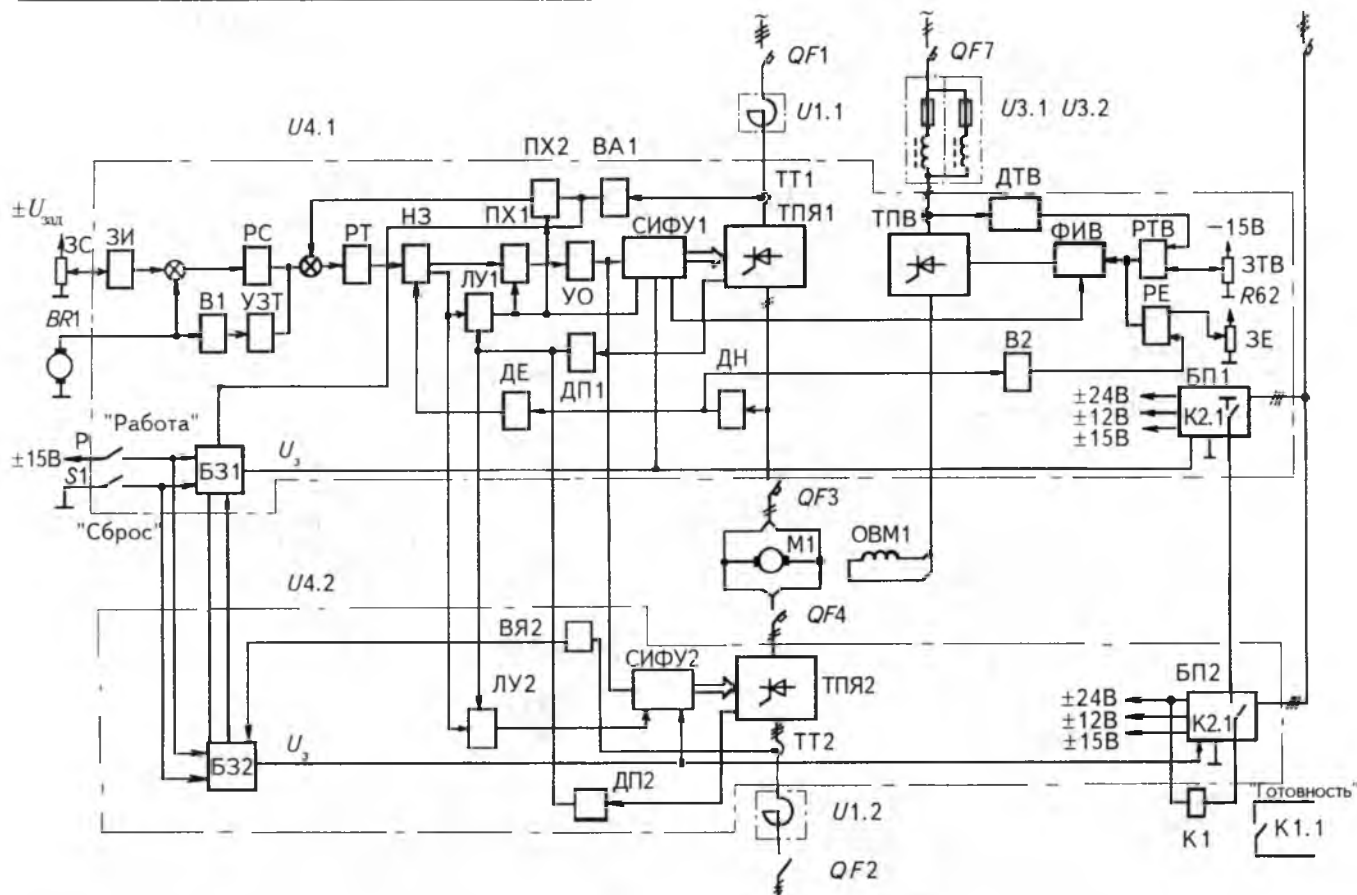


Рис.3. Функциональная схема двухзонного электропривода на базе ЭПУ1М-2-4847ДУХЛ4

В результате данный вариант оказался наиболее оптимальным по равномерному делению токов и минимуму перемотажа в преобразователях.

Таким образом, при выбранном варианте построения сдвоенного преобразователя исследование их параллельной работы сводится к анализу параллельной работы тиристоров.

Как известно, неравномерность распределения токов между параллельно включенными тиристорами обусловлена тремя причинами [2]:

- 1) неодновременностью включения тиристоров;
- 2) различием прямых ветвей вольт-амперных характеристик;
- 3) недостаточным значением управляющего сигнала.

При некоторой асимметрии управляющих импульсов один из параллельных тиристоров включается первым. По нему течет анодный ток и устанавливается определенное падение напряжения. Вследствие различных вольт-амперных характеристик тиристоров и шунтирования включившимся тиристором параллельного с ним, последний тиристор либо вообще не включится, либо включится, неравномерно перераспределяя ток с первым. При этом следует иметь в виду, что для многих тиристоров при

токе спрямления напряжение включения больше падения напряжения в вентиле во включенном состоянии.

Недостаточная мощность управляющего сигнала может привести к тому, что один из параллельных тиристоров не включится. Это объясняется тем, что при токе управления, меньшем значения тока спрямления, увеличивается напряжение включения тиристора. Последний фактор легко решается современными средствами управления.

Параллельная работа тиристоров предъявляет следующие особые требования к управляющему устройству:

1. Для исключения неодновременности включения тиристоров импульсы на параллельные тиристоры должны поступать практически синфазно (предпочтительно от общей СИФУ).
2. Крутизна импульса управления должна быть высокой, порядка 10^6 А/с.
3. Ток управления должен быть не менее тока спрямления тиристора.

Применяемые методы выравнивания токов основаны на создании в параллельных ветвях одинаковых эквивалентных сопротивлений, что возможно следующими способами:

- 1) подбором вентиля с одинаковыми вольт-амперными характеристиками;

2) включением последовательно с каждым из параллельных вентилях выравнивающих активных или индуктивных сопротивлений;

3) использованием электромагнитных индуктивных делителей тока — магнитных симметрирующих устройств (МСУ).

Первый способ требует включения вентилях с согласованными характеристиками. Чтобы обеспечить удовлетворительное распределение тока как при нормальной нагрузке, так и в случае сверхтоков при КЗ, тиристоры согласуются по прямому падению напряжения при двух значениях прямого тока в номинальной точке и внизу вольт-амперной характеристики.

Однако, такой способ не нашел широкого применения из-за невозможности удовлетворительного согласования характеристики тиристоров во всем диапазоне рабочих температур и сложности подбора тиристоров с согласованными вольт-амперными характеристиками.

Второй способ предполагает выравнивание токов в параллельных ветвях за счет их одинаковых эквивалентных сопротивлений.

При включении последовательно с вентилями балластных активных сопротивлений, которые соизмеримы с сопротивлением вентиля, наблюдается эффективное выравнивание токов, однако при этом уменьшается КПД преобразователя. Использование реактивных сопротивлений — индуктивного сопротивления токоограничивающих реакторов — позволяет эффективно выравнивать токи, не проигрывая в КПД преобразователя.

Третий способ предполагает использование специальных индуктивных делителей МСУ с небольшим числом витков (обычно $w_1=w_2=1$) и обеспечивает хорошее выравнивание токов при самом высоком КПД установки, минимальной стоимости и габаритах токовыравнивающих устройств.

В случае, когда мы имеем дело с параллельной работой двух серийных преобразователей, в состав которых входят токоограничивающие сетевые реакторы с индуктивностью L_2 (рис.1,2), экономически наиболее целесообразно использование указанных реакторов также и для обеспечения параллельной работы тиристоров.

При этом в схеме замещения на рис.4 в каждую параллельную ветвь входит воздушный реактор, падение напряжения на котором значительно выше, чем на вентиле.

В этом случае при равных индуктивностях в ветвях протекают равные токи, независимо от различия вольт-амперных характеристик тиристоров.

Принятые допущения при анализе:

1. Параллельные цепи чисто индуктивные (индуктивность обмотки делителя не влияет на процессы в основной цепи).

2. Падение напряжения на тиристоре представляем как источник постоянной ЭДС U_a , которое определяется как пороговое значение падения напряжения на тиристоре.

Проанализируем действие индуктивного делителя при неодновременном включении тиристоров (рис.4).

Пусть первым включился тиристор $2B$, тогда к $1B$ приложится напряжение

$$U_1 = U_{a2} + L \frac{di_2}{dt} > U_{b1},$$

которое больше его напряжения включения U_{b1} , что приводит к включению последнего.

Установившийся режим

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} + U_{a1} &= L \frac{di_2}{dt} + U_{a2}; \\ i_1 + i_2 &= i_\Sigma, \quad U_{a1} - U_{a2} = \Delta U, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= 0,5 \frac{di_\Sigma}{dt} - 0,5 \frac{\Delta U}{L}; \\ \frac{di_2}{dt} &= 0,5 \frac{di_\Sigma}{dt} + 0,5 \frac{\Delta U}{L}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где i_1, i_2 — соответствующие токи в первом и втором тиристорах, а i_Σ — суммарный ток

(рис.4,5) для $t_0 \leq t \leq t_1$ ($t_0 = 0, t_1 = \frac{T}{3}$).

Интегрируя уравнения (2), получаем:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= 0,5i_\Sigma - \frac{\Delta U}{2L}t; \\ i_2 &= 0,5i_\Sigma + \frac{\Delta U}{2L}t, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\Delta U = U_{a1} - U_{a2}$.

Интегрируя (3), находим среднее значение токов i_1 и i_2 за период питающей сети $T = 0,02$ с:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= 0,5I_\Sigma - \frac{\Delta U}{4TL}\tau^2; \\ I_2 &= 0,5I_\Sigma + \frac{\Delta U}{4TL}\tau^2, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\tau = \frac{T}{3}$ — среднее время проводимости тиристора (120°).

Разбаланс токов в тиристорах (%) относительно среднего значения суммарного тока через параллельные вентили составляет:

$$\begin{aligned} \Delta I &= \left(\frac{\Delta I}{0,5I_\Sigma} \right) = \frac{\pm 0,5I_\Sigma \mp I_{1,2}}{0,5I_\Sigma} 100 = \\ &= \frac{\Delta U T^2 100}{4TL \frac{9}{2} I_\Sigma} = \frac{\Delta U T 100}{18LI_\Sigma}, \end{aligned}$$

откуда

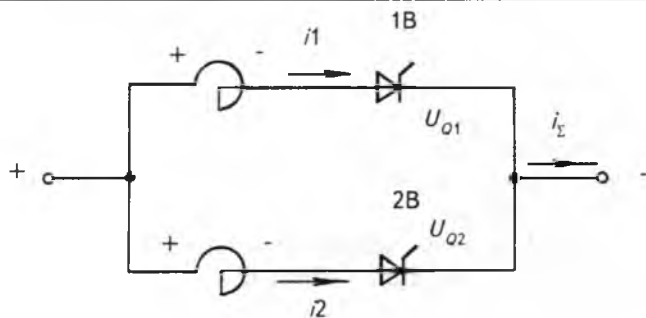


Рис.4. Схема замещения параллельных ветвей преобразователей

$$\Delta I = \frac{\Delta U T 100}{18 L I_{\Sigma}}; \quad (5)$$

$$L = \frac{\Delta U T 100}{18 I_{\Sigma} \Delta I}, \quad (6)$$

где ΔT — относительный разбаланс токов через параллельные тиристоры, %; L — индуктивность реактора, Гн; I_{Σ} — суммарный средний ток через параллельные вентили; ΔU — разность пороговых значений напряжений тиристоров.

Исходя из (5), найдем наибольший разбаланс токов в параллельно включенных тиристорах сдвоенного преобразователя при его наибольшем номинальном токе $I_{d\max} = 2I_{dн}$ ($I_{dн}$ — номинальный ток одного преобразователя).

Определим разбаланс токов $\Delta T(\%)$ между двумя параллельными тиристорами преобразователей ТП1, ТП2, выполненных на таблеточных тиристорах Т143-630 с $I_{dн} = 630$ А.

Исходные данные: индуктивность $L = L_2 \cong \cong 0,1$ мГн (по паспорту на ЭПУ1);

наибольший разбаланс ΔU_{\max} из каталогов на тиристоры определяется как разность пороговых значений падений напряжений U_0 однотипных тиристоров. Для данного случая $\Delta U_{\max} = \Delta U = 0,25$ В. Тогда из (5) найдем разбаланс токов через параллельные тиристоры:

$$\Delta I = \frac{0,25 \cdot 0,02 \cdot 100}{18 \cdot 420 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}} = 0,67\%,$$

где

$$I_{\Sigma} = \frac{2 \cdot 630}{3} = 420 \text{ А}.$$

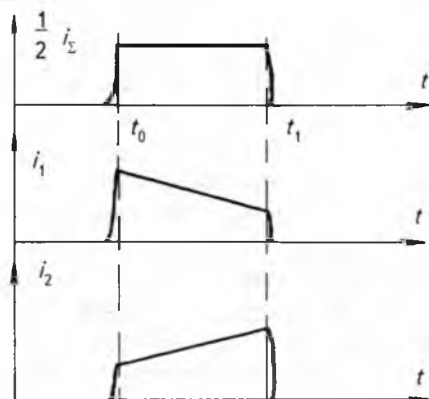


Рис.5. Диаграммы токов в ветвях преобразователей

Таким образом, для преобразователей с номинальным током 630 А распределение токов между преобразователями происходит с ошибкой около 0,7%.

Выводы

1. При параллельном включении преобразователей электроприводов ЭПУ1 и ЭПУ1М наиболее предпочтительным вариантом являются структуры по рис.2 и 3, обеспечивающие высокое качество выравнивания токов. Наиболее трудоемким вариантом является схема по рис.3.

2. Вариант по рис.1 с двумя регуляторами тока обеспечивает удовлетворительное качество деления токов в преобразователях по средним значениям, однако в этом случае имеют место в каждом преобразователе колебания тока с частотой 100 Гц, что приводит к неравномерной загрузке тиристоров.

3. Вариант силовой схемы с использованием в качестве делителей тока сетевых воздушных или коммутационных реакторов является наиболее предпочтительным.

Список литературы

1. Электроприводы унифицированные трехфазные серии ЭПУ1. Отраслевой каталог 08.41.11-92. М.: Информэлектро, 1993.
2. Мощные управляемые выпрямители для электроприводов постоянного тока. М.: Энергия, 1975.

Применение метода структурного аналитического моделирования для анализа САУ электроприводами

В.П.Комлев, доктор техн.наук, **М.В.АНДРИАНОВ,** канд.техн.наук

ВлГТУ (г. Владимир)

Описан структурный аналитический метод цифрового моделирования электроприводов, основанный на модификации метода с использованием разностных уравнений. Метод позволяет повысить точность и быстродействие вычислений.

В настоящее время проектирование и внедрение современного технологического оборудования с применением автоматизированного электропривода невозможно без проведения специальных энергосберегающих мероприятий, позволяющих оптимизировать режимы электропотребления и снизить количество потребляемой энергии на единицу выпускаемой продукции. Одним из путей решения этой задачи является разработка и применение эффективных методов моделирования нелинейных систем автоматического управления (САУ) электроприводами и оптимизация на их основе энергетических характеристик объектов регулирования.

В инженерной практике наибольшее распространение получили структурные и структурно-функциональные принципы построения цифровых моделей с использованием модульного подхода. В первом случае в качестве модулей принимают типовые динамические звенья, во втором — описание динамики физических процессов, протекающих в отдельных элементах системы электропривода [1].

Процессы, протекающие в непрерывных звеньях и элементах, описываются дифференциальными уравнениями, которые решаются непосредственно численными методами или с использованием разностных уравнений на основе динамических аналогий. Наиболее высокое быстродействие вычислений дает метод с использованием разностных уравнений. Все перечисленные методы в определенных условиях при моделировании замкнутых систем управления могут давать неустойчивые решения при устойчивых системах. С целью повышения точности решений, а также ускорения процессов отладки и тестирования программ моделей предложен структурный аналитический метод цифрового моделирования электроприводов, основанный на модификации метода с использованием разностных уравнений [2]. В основу составления алгоритмов моделей положено функционирование системы во временной области.

Обозначим совокупность входных и выходных координат отдельных типовых звеньев в текущие моменты времени t соответственно че-

рез вектор входа $X(t)$ и вектор выхода $Y(t)$.

Все компоненты вектора выхода $Y(t)$ определяются в течение одного расчетного цикла, соответствующего шагу аппроксимации координат Δt . При этом на вход каждого динамического звена подается компонента вектора входа $X(t)$ в виде кусочно-постоянной функции, равной в пределах Δt среднему значению выходной координаты предыдущего звена. Эта функция формируется с помощью формирователей, выполненных на основе численного или аналитического интегрирования и располагаемых между динамическими звеньями. В этом случае выходную координату динамического звена первого или второго порядка можно представить в виде суммы двух составляющих

$$y(\Delta t_k) = y_1(\Delta t_k) + y_2(\Delta t_k).$$

Здесь $y_1(\Delta t_k)$ — изменение выходной координаты в пределах шага аппроксимации от воздействия ступенчатой функции $x(\Delta t_k)$ при нулевых начальных условиях; $y_2(\Delta t_k)$ — изменение выходной координаты под действием начальных условий при $x(\Delta t_k) = 0$. На рис.1 приведен алгоритм модели непрерывной САУ с обратной связью [3].

Рассмотрим определение выходных координат для некоторых типовых динамических звеньев. В апериодическом звене первого порядка динамические процессы описываются дифференциальным уравнением

$$T \frac{dy}{dt} + y = Kx, \quad (1)$$

где T — постоянная времени звена; K — передаточный коэффициент.

Решение этого уравнения в операторной форме при подаче на его вход кусочно-постоянной функции $X(\Delta t_k)$ с учетом начальных условий имеет вид

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{K}{Ts+1} X(s) + \frac{T}{Ts+1} Y(0) = \\ &= \frac{Kx(\Delta t_k)}{s(Ts+1)} + \frac{T}{Ts+1} Y(0). \end{aligned} \quad (2)$$

Выходная координата в конце отрезка времени Δt_k определяется нахождением обратного

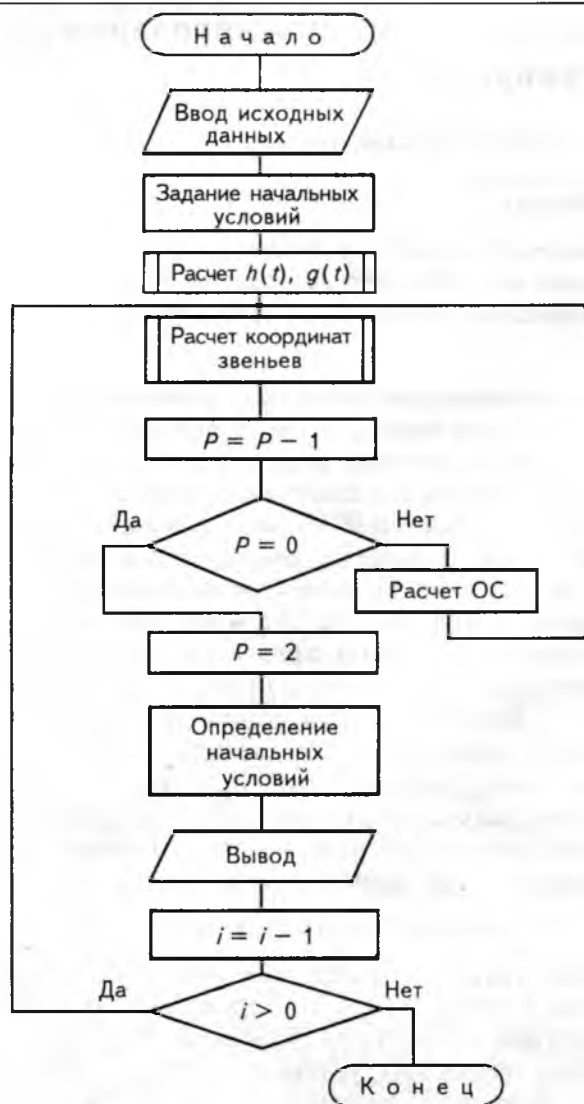


Рис.1.

преобразования Лапласа от равенства (2)

$$y(t_k) = Kx(\Delta t_k)(1 - e^{-\Delta t_k/T})$$

или

$$y(t_k) = Kx(\Delta t_k)g(\Delta t_k) + y(0)h(\Delta t_k),$$

где $g(\Delta t_k)$ — переходная характеристика звена; $h(\Delta t_k)$ — импульсная характеристика звена.

Для формирующего звена первого порядка, передаточная функция которого определяется равенством

$$H(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{T_1 s + 1},$$

выходная координата находится по уравнению

$$y(\Delta t_k) = x(\Delta t_k)(1 - e^{-\Delta t_k/T_1}) + \frac{\tau_1}{T_1} \Delta x(\Delta t_k) e^{-\Delta t_k/T_1} + y(0) e^{-\Delta t_k/T_1},$$

где $\Delta x(\Delta t_k) = x(\Delta t_k) - x(\Delta t_{k-1})$.

Переходная функция колебательного $y_{кл}(\Delta t_k)$ и интегрирующего $y_{и}(\Delta t_k)$ звеньев при учете

начальных условий находится из следующих уравнений:

$$y_{кл}(\Delta t_k) = g_{кл}(\Delta t_k)x(\Delta t_k) + h_{кл}(\Delta t_k)y_{кл}(0) + h_{кл}(\Delta t_k)y(0);$$

$$y_{и} = g_{и}(\Delta t_k)x(\Delta t_k) + y_{и}(0),$$

где $g_{кл}(t)$, $g_{и}(t)$, $h_{кл}(t)$, $h_{и}(t)$ — переходные и импульсные характеристики звеньев.

Формирователи кусочно-ступенчатых входных координат динамических звеньев могут быть получены на основе аналитического интегрирования и усреднения за время Δt_k соответствующих выходных координат

$$x_{иср}(\Delta t_k) = \frac{1}{\Delta t_k} \int_0^{\Delta t_k} y(t) dt.$$

Например, кусочно-постоянная функция на выходе формирователя, расположенного после апериодического звена первого порядка,

$$x_{иср}(\Delta t_k) = Kx_{i-1}(\Delta t_k) \left(1 - \frac{1 - e^{-B}}{B} \right) + y(0) \frac{1 - e^{-B}}{B},$$

где $B = \Delta t_k/T$; $x_{i-1}(\Delta t_k)$ — значение кусочно-постоянной функции на входе апериодического звена первого порядка.

Так же формирователи входных координат могут быть реализованы с помощью приближенных вычислений по уравнению

$$x_i(\Delta t_k) = \frac{y_{i-1}(\Delta t_k) + y_{i-1}(\Delta t_{k-1})}{2}.$$

Выходные координаты контуров с обратными и перекрестными связями находятся в двух подциклах, входящих в общий расчетный цикл. В первом подцикле обратная связь принимается равной выходной координате в конце предыдущего расчетного цикла, во втором — среднему значению выходной координаты в предыдущем цикле и в первом расчетном подцикле [3].

В рассматриваемом методе моделирования ускорение вычислительных процессов можно получить за счет их распараллеливания при использовании многопроцессорных систем. Для динамических звеньев первого и второго порядков процесс вычисления выходных координат можно распараллелить на 3 и 5 ветвей, соответственно.

Динамические процессы в тиристорных преобразователях, управляемых электроприводами, описываются типовым звеном запаздывания, имеющим передаточную функцию

$$H(s) = e^{-\tau s}.$$

При принятом методе моделирования модель звена запаздывания программно можно представить в виде стека. В первом подцикле восстановление смещенной координаты во времени в первоначальное состояние производится



Рис.2.

оператором, включенным в ветвь обратной связи. Алгоритм модели системы со звеном запаздывания представлен на рис.2.

В дискретных системах управления электроприводами в цифровой форме выполняется контур частоты вращения или угла поворота выходного вала (перемещения). В этих случаях регулируемый или управляемый непрерывный параметр преобразуется в дискретную форму с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). При этом дискретный управляющий сигнал, сформированный на основе принятого закона управления дискретным фильтром с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП), преобразуется в непрерывную форму. АЦП преобразует зафиксированное мгновенное значение входной координаты в цифровой код

за время, равное периоду квантования [4]. Вычисление алгоритма управления и преобразование дискретного сигнала в непрерывный происходит практически мгновенно. Поэтому дискретную часть системы можно моделировать звеном сдвига преобразованного мгновенного значения координаты на один дискрет времени, равный периоду квантования или опроса входов для многоконтурных систем с мультиплексором. В том случае динамические непрерывные звенья, имеющие малые постоянные времени, моделируются как безынерционные, что приводит в некоторых случаях к существенным ошибкам. С целью уменьшения этих ошибок в течение одного дискрета времени, равного периоду квантования, организуется n внутренних циклов для расчета координат непрерывной части системы. В отличие от моделирования непрерывной системы выходные координаты дискретной системы определяются за один расчетный цикл без деления на подциклы.

Выводы

1. Сравнение быстродействия вычислений предложенных моделей с моделями, построенными на основе численного решения дифференциальных уравнений с использованием метода Рунге-Кутты, показало, что при одинаковой точности время вычислений по предложенной методике на один порядок меньше.

2. Проведенные исследования показали, что предложенный метод позволяет моделировать САУ электроприводами на ПЭВМ по исходной структурной схеме, не прибегая к декомпозиции, как это требуется при моделировании на основе метода пространства состояния.

3. Применение при моделировании кусочно-постоянной аппроксимации координат дает возможность повысить точность и быстродействие вычислений, что позволяет использовать эти модели как в САПР, так и в адаптивных системах управления реального времени.

Список литературы

1. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1986.
2. Смит Д., Джон М. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей. М.: Машиностроение, 1980.
3. Комлев В.П. Структурное аналитическое цифровое моделирование электроприводов//Регулируемые электродвигатели переменного тока. Владимир: ВНИПТИЭМ, 1988. С. 101—108.
4. Комлев В.П., Андрианов М.В. Компьютерная система оценки электромагнитной совместимости электроприводов//Тезисы докладов 1-й Международной конференции по электромеханике и электротехнологии. Суздаль. 1994. Ч. 2. С. 14.

Определение моментов электродвигателей и муфт в многодвигательном асинхронном электроприводе

В.И.ШЕВЧЕНКО, канд.техн.наук

Новомосковский институт РХТУ

Исследована работа многодвигательного асинхронного электропривода с электромагнитными муфтами скольжения и гидравлическими турбомуфтами. Получены аналитические зависимости, позволяющие определять моменты электродвигателей и муфт скольжения, работающих на общий вал, в многодвигательном электроприводе в установившемся режиме.

Многодвигательный асинхронный электропривод имеет значительное распространение в машинах для металлургической и горной промышленности, в подъемно-транспортных устройствах, в специальных установках большой мощности и т.д. Применение многодвигательного электропривода позволяет снизить суммарный момент инерции системы по сравнению с однодвигательным электроприводом такой же установленной мощности, повысить надежность работы электропривода за счет резервирования и увеличить энерговооруженность машины на базе серийных электродвигателей меньшей мощности. Но режимы работы многодвигательного электропривода значительно сложнее режимов работы однодвигательного электропривода, так как приходится решать вопросы, касающиеся распределения нагрузки между отдельными электродвигателями, способов пуска и торможения.

В [1,2] получены аналитические выражения для определения моментов двигателей постоянного тока и асинхронных двигателей с фазным ротором, работающих на общий вал в двухдвигательном электроприводе, но они справедливы только при условии, что в кинематической цепи между двигателями и редукторами отсутствуют муфты скольжения. В современных многодвигательных электроприводах, как правило, в кинематической цепи между электродвигателями и редукторам устанавливаются муфты. Существует большое количество типов гидравлических турбомуфт, электромагнитных муфт скольжения, порошковых электромагнитных муфт и других, применение которых в многодвигательных электроприводах позволяет осуществить плавный запуск машины, выравнивание нагрузок между несколькими одновременно работающими электродвигателями при определенных условиях, гашение крутильных колебаний в трансмиссиях и использовать их в качестве предохранительного устройства.

Целью настоящей работы является установление аналитических зависимостей, позволяющих определять моменты асинхронных двига-

телей и муфт, общее скольжение и другие параметры многодвигательного электропривода с учетом скольжения электромагнитных или гидравлических муфт, устанавливаемых между электродвигателями и редукторами. При исследовании многодвигательного электропривода были приняты следующие допущения:

— напряжение и ток питающей сети изменяются по синусоидальному закону;

— значения напряжения и частоты питающей сети для всех электродвигателей одинаковы и равны номинальным;

— магнитное поле в пространстве, т.е. в воздушном зазоре и стали статора и ротора, определяется синусоидально;

— обмотки статоров и роторов симметричны, а воздушный зазор по окружности ротора равномерный, благодаря чему явления во всех трех фазах электродвигателей протекают одинаково;

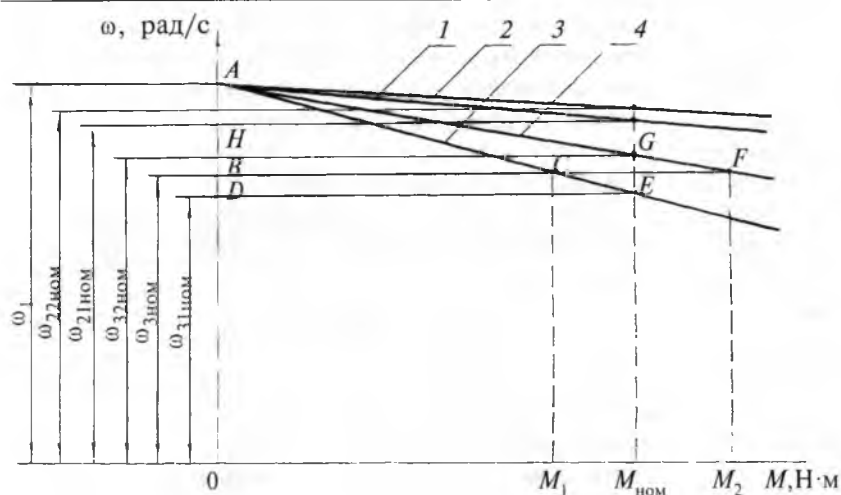
— механические характеристики асинхронных двигателей и электромагнитных муфт скольжения считались линейными в интервале значений скольжения

$$0 \leq s \leq s_{кр},$$

где s , $s_{кр}$ — значения текущего и критического скольжения.

Согласно ГОСТ 183-74 допустимое отклонение скольжения s для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором составляет $\pm 20\%$ его номинального значения. У электромагнитных муфт скольжения или гидравлических турбомуфт отклонения скольжения могут быть еще в больших пределах. Наличие отклонений скольжения от номинального значения у электродвигателей и муфт и безвыборочная комплектация многодвигательных электроприводов приводят к неравномерному распределению нагрузки между электродвигателями и муфтами, работающими на общий вал.

На рисунке представлены механические характеристики асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и электромагнитных муфт скольжения, работающих в двухдвигательном электроприводе стругового агрегата. При номи-



нальной нагрузке электропривода ведомые якоря электромагнитных муфт будут вращаться с одинаковой угловой скоростью $\omega_{3ном}$, но моменты, передаваемые муфтами, будут различны. Электродвигатель и электромагнитная муфта скольжения с механическими характеристиками 2 и 4 будут перегружены (рисунок), а электродвигатель и электромагнитная муфта скольжения, имеющие механические характеристики 1 и 3, недогружены. Для определения моментов M_1 и M_2 применительно к рисунку принимаем масштабы момента m_M и угловой скорости m_ω . Рассмотрим треугольники ABC и ADE . Из подобия этих треугольников имеем:

$$\overline{AB}/\overline{AD} = \overline{BC}/\overline{DE}. \quad (1)$$

Из (1) $\overline{BC} = \overline{AB} \cdot \overline{DE}/\overline{AD}$. Но $\overline{BC} \cdot m_M = M_1$;

$$\overline{AB} \cdot m_\omega = \omega_1 - \omega_{3ном}; \quad \overline{DE} \cdot m_M = M_{ном};$$

$$\overline{AD} \cdot m_\omega = \omega_1 - \omega_{31ном}. \text{ Следовательно,}$$

$$M_1 = (\omega_1 - \omega_{3ном}) \cdot M_{ном} / (\omega_1 - \omega_{31ном}), \quad (2)$$

где M_1 — момент электромагнитной муфты скольжения, имеющий механическую характеристику 3 (рисунок), при номинальной нагрузке многодвигательного электропривода, Н·м; ω_1 — угловая скорость магнитного поля статора асинхронного двигателя, рад/с; $\omega_{3ном}$ — угловая скорость ведомых якорей электромагнитных муфт скольжения, работающих совместно на общий вал, при номинальной нагрузке многодвигательного электропривода, рад/с; $M_{ном}$ — номинальный момент электромагнитной муфты скольжения, Н·м; $\omega_{31ном}$ — номинальная угловая скорость ведомого якоря электромагнитной муфты скольжения, имеющей механическую характеристику 3, рад/с.

Аналогично из подобия треугольников AHG и ABF после преобразований имеем:

$$M_2 = (\omega_1 - \omega_{3ном}) M_{ном} / (\omega_1 - \omega_{32ном}), \quad (3)$$

где M_2 — момент электромагнитной муфты

скольжения, имеющий механическую характеристику 4 (рисунок), при номинальной нагрузке многодвигательного электропривода, Н·м; $\omega_{32ном}$ — номинальная угловая скорость ведомого якоря электромагнитной муфты скольжения, имеющей механическую характеристику 4, рад/с.

Разделив и умножив правые части выражений (2) и (3) на ω_1 , после преобразований получим:

$$M_1 = M_{ном} s_{о.ном} / s_{о.п1ном}; \quad (4)$$

$$M_2 = M_{ном} s_{о.ном} / s_{о.п2ном}; \quad (5)$$

где $s_{о.ном}$ — общее скольжение двух, работающих совместно на общий вал, электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения при номинальной нагрузке; $s_{о.п1ном}$ — общее скольжение асинхронного электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения, имеющих механические характеристики 1 и 3 (рисунок), при номинальной нагрузке; $s_{о.п2ном}$ — общее скольжение асинхронного электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения, имеющих механические характеристики 2 и 4, при номинальной нагрузке,

$$s_{о.ном} = (\omega_1 - \omega_{3ном}) / \omega_1; \quad (6)$$

$$s_{о.п1ном} = (\omega_1 - \omega_{31ном}) / \omega_1; \quad (7)$$

$$s_{о.п2ном} = (\omega_1 - \omega_{32ном}) / \omega_1. \quad (8)$$

Угловые скорости $\omega_{31ном}$ и $\omega_{32ном}$ согласно [3] определяются из выражений:

$$\omega_{31ном} = \omega_{21ном} (1 - s_{э1ном}) = \omega_1 (1 - s_{1ном}) (1 - s_{э1ном}); \quad (9)$$

$$\omega_{32ном} = \omega_{22ном} (1 - s_{э2ном}) = \omega_1 (1 - s_{2ном}) (1 - s_{э2ном}), \quad (10)$$

где $s_{1ном}$ и $s_{2ном}$ — номинальные скольжения первого и второго электродвигателей; $\omega_{21ном}$ и $\omega_{22ном}$ — номинальные угловые скорости роторов первого и второго электродвигателей, рад/с; $s_{э1ном}$ и $s_{э2ном}$ — номинальные скольжения первой и второй электромагнитных муфт скольжения.

С учетом (9) и (10) выражения (7) и (8) принимают вид

$$s_{о.п1ном} = s_{1ном} + s_{э1ном} - s_{1ном} s_{э1ном}; \quad (11)$$

$$s_{о.п2ном} = s_{2ном} + s_{э2ном} - s_{2ном} s_{э2ном}; \quad (12)$$

Номинальный вращающий момент двухдвигательного электропривода равен сумме моментов электромагнитных муфт скольжения:

$$2M_{ном} = M_1 + M_2 = M_{ном} s_{о.ном} / s_{о.п1ном} + M_{ном} s_{о.ном} / s_{о.п2ном}. \quad (13)$$

Из уравнения (13)

$$s_{o.ном} = 2s_{o.п1ном}s_{o.п2ном}/(s_{o.п1ном} + s_{o.п2ном}). \quad (14)$$

Выражения (4)—(14) получены при произвольных значениях скольжения электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения в двухдвигательном асинхронном электроприводе. Аналогичным образом можно получить аналитические выражения для определения общего скольжения и моментов в многодвигательном асинхронном электроприводе, состоящем из n электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения.

Общее скольжение k -х асинхронного двигателя и электромагнитной муфты скольжения при номинальной нагрузке

$$s_{o.пкном} = s_{кном} + s_{экном} - s_{кном}s_{экном}. \quad (15)$$

При номинальной нагрузке многодвигательного асинхронного электропривода вращающий момент k -й электромагнитной муфты скольжения определяется выражением

$$M_k = \left[\sum_{i=1}^n M_{iном} (M_{кном}/s_{оп.ном}) \right] / \sum_{i=1}^n (M_{iном} s_{оп.ном}), \quad (16)$$

где M_k — момент, передаваемый k -й электромагнитной муфтой скольжения, Н·м; n — число электродвигателей в многодвигательном электроприводе; $M_{iном}$, $M_{кном}$ — номинальные моменты i -й и k -й электромагнитных муфт скольжения, Н·м; $s_{o.пiном}$, $s_{o.пкном}$ — номинальные общие скольжения i -х и k -х электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения.

При одинаковых номинальных мощностях электродвигателей электромагнитных муфт скольжения в многодвигательном электроприводе выражение (16) принимает вид:

$$M_k = M_{ном} s_{o.э} / s_{o.пкном}, \quad (17)$$

где $s_{o.э}$ — общее скольжение n работающих совместно на общий вал электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения при номинальной нагрузке многодвигательного электропривода,

$$s_{o.э} = n / \sum_{i=1}^n (1/s_{o.пiном}). \quad (18)$$

Выражение (18) справедливо для многодвигательного электропривода, в котором применяются электродвигатели и электромагнитные муфты скольжения с одинаковыми номинальными мощностями.

Из (16) после несложных преобразований можно получить соотношение

$$M_k/M_j = M_{кном} s_{o.пjном} / M_{jном} s_{o.пкном}, \quad (19)$$

из которого видно, что при совместной работе на общий вал нескольких электродвигате-

лей и электромагнитных муфт скольжения с различными номинальными мощностями и скольжениями нагрузка между ними распределяется прямо пропорционально их номинальным моментам и обратно пропорционально их номинальным скольжениям.

При одинаковых номинальных мощностях электродвигателей и муфт выражение (19) принимает вид:

$$M_k/M_j = s_{o.пjном} / s_{o.пкном}, \quad (20)$$

где M_j — момент, передаваемый j -й электромагнитной муфтой скольжения, Н·м; $s_{o.пjном}$ — номинальное общее скольжение j -х электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения.

Из выражения (17) видно, что в многодвигательном электроприводе предельную нагрузку лимитируют электродвигатель и электромагнитная муфта скольжения, имеющие минимальные значения номинального скольжения. При загрузке электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения номинальным моментом остальные электродвигатели и электромагнитные муфты скольжения будут работать с недогрузкой, поэтому суммарный передаваемый ими момент будет меньше суммы номинальных моментов электродвигателей или электромагнитных муфт скольжения. При отсутствии в кинематической цепи между редуктором и электродвигателем электромагнитной муфты скольжения или гидромукты члены, содержащие скольжение муфты, в правой части выражения (11), (12) и (15) будут равны нулю. В этом случае выражения (16)—(20) справедливы для определения моментов асинхронных двигателей, работающих в многодвигательном электроприводе на общий вал, при жесткой кинематической связи между редукторами и двигателями.

При нагрузках многодвигательного электропривода, отличающихся от номинальной, для определения моментов необходимо задаться значением момента электродвигателя или электромагнитной муфты скольжения и по формуле (17) определить общее скольжение многодвигательного электропривода. Зная общее скольжение многодвигательного электропривода, по формуле (17) можно определить моменты остальных электродвигателей или электромагнитных муфт скольжения. Полученные аналитические выражения можно также использовать для определения моментов в многодвигательном электроприводе с гидравлическими турбомуктами или порошковыми электромагнитными муфтами при указанных допущениях.

Чтобы не допустить в процессе эксплуатации многодвигательного электропривода перегрузки электродвигателя или электромагнитной

муфты скольжения, имеющих минимальное значение номинального скольжения, необходимо снизить общую нагрузку. Допустим, что перегружен k -й электродвигатель. Тогда

$$\Delta M_{k\%} = 100 \cdot (M_k - M_{\text{ном}}) / M_{\text{ном}}, \quad (21)$$

где $\Delta M_{k\%}$ — изменение нагрузочного момента k -го электродвигателя, %.

Для устранения перегрузки k -го электродвигателя следует снизить общую нагрузку многодвигательного электропривода на $\Delta M_{k\%}$, т.е. уменьшить до

$$\sum_{i=1}^n M'_{\text{ном}} = \sum_{i=1}^n M_{\text{ном}} - \left(\sum_{i=1}^n M_{\text{ном}} / 100 \right) \cdot \Delta M_{k\%}. \quad (22)$$

Для многодвигательного электропривода с электродвигателями одинаковой установленной мощности выражение (22) можно представить в виде

$$\sum_{i=1}^n M'_{\text{ном}} = n M_{\text{ном}} - (n M_{\text{ном}} / 100) \cdot \Delta M_{k\%}, \quad (23)$$

где $\sum_{i=1}^n M'_{\text{ном}}$ — значение суммарного вращающего момента многодвигательного электропривода при работе с недогрузкой, Н·м.

Шахтные испытания и исследования двухдвигательного асинхронного электропривода с электромагнитными муфтами скольжения стругового агрегата показали удовлетворительную сходимость результатов аналитических исследований с результатами экспериментов (относительная погрешность не превышала 12% при доверительной вероятности 0,95). При встречном движении струга и забойного конвейера к запасному штреку отношение моментов электродвигателей M_2/M_1 составило в среднем 1,03. При попутном движении струга и забойного конвейера к сборному штреку $M_2/M_1 = 1,25$. Толщина снимаемой стружки изменялась от 5 до 44 мм, а мощность, потребляемая электродвигателями, составляла от 10 до 60 кВт. В обоих случаях был перегружен электропривод, установленный на сборном штреке. С одной стороны, эти данные подтверждают ранее полученные выводы [4], что динамическая составляющая нагрузки воспринимается электроприводом, ближайшим к исполнительному органу,

а остальные электроприводы работают при статической нагрузке. С другой стороны, это говорит о том, что при комплектовании многодвигательных электроприводов асинхронными двигателями и различными муфтами скольжения необходимо учитывать фактические значения их скольжений, т.е. учитывать отклонения скольжений. При встречном движении струга и забойного конвейера электропривод, установленный на запасном штреке, воспринимает статические и динамические нагрузки, т.е. он должен быть более нагружен [4], но это не наблюдалось в процессе экспериментальных исследований. Это объясняется тем, что асинхронный двигатель и электромагнитная муфта скольжения этого электропривода имели более мягкие механические характеристики. Распределение нагрузок в этом режиме близко к идеальному ($M_2/M_1 \approx 1,03$). Постоянная перегрузка электропривода, установленного на сборном штреке, объясняется тем, что его асинхронный двигатель и электромагнитная муфта скольжения имели более жесткие механические характеристики, а также ухудшением условий погрузки угля на забойный конвейер. Следовательно, для выравнивания нагрузок между электроприводами в процессе эксплуатации таких машин необходимо регулировать скольжение электромагнитной муфты путем изменения тока возбуждения, протекающего в ее обмотке возбуждения.

На основе выполненных исследований получены аналитические выражения, которые позволяют определять в установившемся режиме нагрузочные моменты электромагнитных муфт скольжения, гидравлических турбомуфт, порошковых электромагнитных муфт и асинхронных двигателей, работающих в многодвигательном электроприводе на общий вал, как при наличии в кинематической цепи между редукторами и электродвигателями муфт скольжения, так и при жесткой кинематической связи между ними.

Список литературы

1. Москаленко В.В. Электрический привод. М.: Высшая школа, 1991.
2. Гейлер Л.Б. Электропривод в тяжелом машиностроении. М.: Машгиз, 1958.
3. Щетинин Т.А. Электропривод с индукционными муфтами и тормозами. М.: Машиностроение, 1971.
4. Давыдов Б.Л., Скородумов Б.А. Статика и динамика машин. М.: Машиностроение, 1967.

О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода

С.Р.ЗАЛЯЛЕЕВ, канд.техн.наук

ГТУ

В настоящей работе предпринята попытка применения метода полиномиальных уравнений (ПУ) для непрерывных систем электропривода с последовательной коррекцией. Это позволяет сравнительно легко получить любые допустимые в классе линейных систем решения, в том числе и поглощающие широко применяемые на практике [1]. Структура рассматриваемой системы электропривода показана на рис.1. Здесь $x^*(t)$ и $x(t)$ — заданное и фактическое значения регулируемой координаты; $e(t)$ и $u(t)$ — ошибка регулирования и сигнал управления; $D_x(p)$ и $W_{0x}(p)$ — передаточные функции (ПФ) регулятора и объекта управления (ОУ). Коротко изложим методику синтеза регулятора, обратив особое внимание на особенности, связанные с непрерывным характером системы.

ПФ ОУ удобно представить в следующем виде:

$$W_{0x}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{P_{k+}(p)P_{n+}(p)P_-(p)}{Q_{k+}(p)Q_{n+}(p)Q_-(p)p^s} \quad (1)$$

Охарактеризуем сомножители, входящие в $W_{0x}(p)$. Полиномы $P_{k+}(p)$ и $Q_{k+}(p)$ имеют в качестве своих нулей только левые нули и полюсы ОУ, компенсируемые при помощи регулятора. Соответственно полиномы $P_{n+}(p)$ и $Q_{n+}(p)$ содержат только те левые нули и полюсы ОУ, от компенсации которых проектировщик по каким-либо причинам отказывается. Нули полиномов $P_-(p)$ и $Q_-(p)$ представляют собой все правые и нейтральные, за исключением расположенных в точке $p = 0$, нули и полюсы ОУ. Наконец, $s = 0, 1, 2, \dots$ — количество полюсов ОУ в точке $p = 0$.

ПФ регулятора в системе рис.1, выраженная через ПФ замкнутой системы и ОУ, имеет вид:

$$D_x(p) = \frac{W_x(p)}{1 - W_x(p) W_{0x}(p)}$$

ПФ ошибки и замкнутой системы связаны известным соотношением [2]

$$W_e(p) = 1 - W_x(p) \quad (2)$$

Подставляя значения ПФ ошибки (2) и ОУ (1) в ПФ регулятора, получаем окончательно:

$$D_x(p) = \frac{Q_{k+}(p)Q_{n+}(p)Q_-(p)p^s}{P_{k+}(p)P_{n+}(p)P_-(p)} - \frac{W_x(p)}{W_e(p)} \quad (3)$$

В идеальном случае регулятор компенсирует все нули и полюсы ОУ и наделяет замкнутую систему желаемым набором нулей и полюсов.

Очевидно, что компенсация тех или иных нулей и полюсов ОУ равносильна компенсации полиномов, содержащих их в качестве своих нулей. Поэтому ниже, где говорится о компенсации полиномов, подразумевается компенсация соответствующих нулей или полюсов.

Однако на практике не все нули и полюсы допустимо и целесообразно компенсировать [2,3]. Компенсация полиномов $Q_-(p)$ и $P_-(p)$ совершенно неприемлема из-за нарушения условия грубости. Кроме того, для общности, будем считать полиномы $Q_{n+}(p)$ и $P_{n+}(p)$ некомпенсируемыми из некоторых дополнительных соображений, хотя в принципе их компенсация допустима. Из выражения (3) легко видеть, что во избежание компенсации некоторых нулей и полюсов ОУ, их следует включить в число нулей $W_x(p)$ и $W_e(p)$, соответственно.

Астатизм порядка r обеспечивается, если ПФ разомкнутой системы имеет вид [4]:

$$W(p) = \frac{A(p)}{B(p)p^r},$$

где полиномы $A(p)$ и $B(p)$ не имеют нулей в точке $p = 0$.

С учетом этого выражение (2) запишем следующим образом:

$$W_e(p) = \frac{B(p)p^r}{B(p)p^r + A(p)} \quad (4)$$

Следовательно, условие астатизма порядка r заключается в наличии у ПФ ошибки r нулей в точке $p = 0$. Такой вывод является полным аналогом условия астатизма порядка r в дискретной системе [2], где требуется r нулей в точке $z = e^{pT} = 1$ (T — период прерывания), так как последние справедливо при $p = 0$.

Допустимые ПФ замкнутой системы и ошибки согласно изложенному равны:

$$W_x(p) = \frac{M(p)P_-(p)P_{n+}(p)}{G(p)} \quad (5)$$

и

$$W_e(p) = \frac{N(p)Q_-(p)p^r Q_{n+}(p)}{G(p)} \quad (6)$$

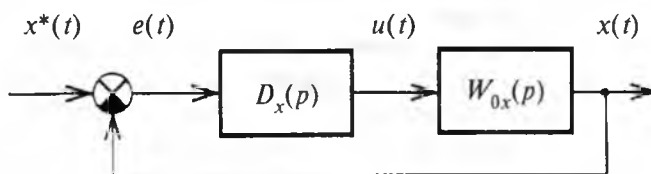


Рис.1.

соответственно. Здесь $M(p)$ и $N(p)$ — неизвестные полиномы, определяемые в процессе синтеза регулятора; $G(p)$ — характеристический полином (ХП), задаваемый проектировщиком из соображений обеспечения желаемого характера переходных процессов и времени их затухания. Включение в число нулей ПФ системы и ошибки правых нулей и полюсов ОУ делает их в общем случае неминимально-фазовыми [4]. Конечно, это не способствует повышению качества регулирования, но обеспечивает грубость спроектированной системы и ее устойчивость несмотря на наличие правых нулей и полюсов в ОУ. Другой способ построения грубых систем управления неустойчивыми ОУ дан в [5].

Анализ ПФ ошибки (4) позволяет сделать вывод о равенстве степеней ее числителя и знаменателя. Будем обозначать степень полинома $A(p)$, как $|A|$ [3]. Тогда из выражений (4) и (6)

$$|N| + |Q_-| + r + |Q_{n+}| = |G|. \quad (7)$$

Условие помехозащищенности регулятора. Если степень числителя ПФ регулятора k превышает степень знаменателя l на $h = 1, 2, \dots$, то после деления полинома-числителя на полином-знаменатель легко убедиться, что в законе управления присутствуют составляющие, пропорциональные

$$\frac{d^h e(t)}{dt^h}, \frac{d^{h-1} e(t)}{dt^{h-1}}, \dots, \frac{de(t)}{dt}.$$

Т.е. от регулятора требуется чистое дифференцирование сигнала ошибки и его производных. Хотя теоретически такой регулятор и реализуем, на практике его не применяют из-за очень высокой чувствительности к помехам. Реальные дифференцирующие регуляторы представляют собой дифференцирующее звено, включенное последовательно с апериодическим, осуществляющим фильтрацию высокочастотных помех [4]. Следовательно, условие помехозащищенности регулятора имеет вид

$$k \leq 1. \quad (8)$$

Неравенство (8) является аналогом условия физической реализуемости дискретных регуляторов [2].

Подстановка выражений (5) и (6) в (3) дает ПФ регулятора, обеспечивающего допустимые желаемые ПФ замкнутой системы и ошибки

$$D_x(p) = \frac{Q_{k+}(p)M_p}{P_{k+}(p)p^{r-s}N(p)}. \quad (9)$$

Тогда неравенство (8) приобретает конкретный вид

$$|P_{k+}| + r - s + |N| \geq |Q_{k+}| + |M|. \quad (10)$$

В выражении (9) предполагается, что $r \geq s$,

а полиномы $M(p)$ и $N(p)$ не имеют нулей в точке $p = 0$.

ПУ синтеза образуется путем подстановки ПФ (5) и (6) в выражение (2):

$$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p)p^r = G(p). \quad (11)$$

Решение (11) дает значения неизвестных полиномов $M(p)$ и $N(p)$, необходимые для расчета ПФ регулятора (9). Его можно получить при помощи алгоритма Евклида [3] или методом неопределенных коэффициентов [2]. Преимущество первого подхода заключается в выигрыше по объему вычислительной работы, проявляющемуся уже при сравнительно небольших степенях ПУ. Однако ниже рассматривается второй подход ввиду большей наглядности для анализа степеней полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$. Разумеется, это не является препятствием для применения алгоритма Евклида после того, как степени указанных полиномов определены.

Степень первого слагаемого в левой части ПУ (11) ниже степени ХП $G(p)$, так как реальные системы электропривода инерционны и степень числителя их ПФ (5) всегда ниже порядка знаменателя. Степень второго слагаемого равна $|G|$ в соответствии с выражением (7). Таким образом, на базе (11) можно составить систему из $|G|+1$ линейных алгебраических уравнений относительно $|M| + |N| + 2$ неизвестных коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$. Отсюда условие разрешимости ПУ синтеза (11) представляет собой неравенство:

$$|M| + |N| + 1 \geq |G|. \quad (12)$$

Степень полинома $M(p)$ можно получить подстановкой в неравенство (12) значения $|G|$ из равенства (7):

$$|M| \geq |Q_-| + |Q_{n+}| + r - 1. \quad (13)$$

Выбрав степень полинома $M(p)$ при помощи (13), найдем степень полинома $N(p)$ на основе неравенства (10):

$$|N| \geq |Q_{k+}| + |M| - |P_{k+}| - r + s. \quad (14)$$

После чего степень ХП однозначно определяется из равенства (7).

Минимальное решение ПУ соответствует минимальным степеням полиномов $M(p)$, $N(p)$ [3] и является привлекательным, так как обеспечивает минимальную степень ПФ регулятора (9), а также способствует повышению быстродействия замкнутой системы за счет выбора минимальной степени ХП $G(p)$ [4] (см. выражения (7) и (14)). Поэтому нестрогие неравенства (13) и (14) целесообразно заменить равенствами, определяющими минимальные степени неизвестных полиномов:

$$|M| = |Q_-| + |Q_{n+}| + r - 1; \quad (15)$$

$$|N| = |Q| - |P_{k+}| - 1. \quad (16)$$

Подстановка (16) в (7) дает минимальную степень ХП:

$$|G| = |Q| + |Q_-| + |Q_{n+}| - |P_{k+}| + r - 1. \quad (17)$$

Анализ равенств (15)–(17) позволяет сделать заключение о единственности минимального решения ПУ ввиду того, что в этом случае

$$|G| = |M| + |N| + 1. \quad (18)$$

Кроме того, легко видеть, что понижению степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ способствует компенсация возможно большего числа левых нулей и полюсов ОУ.

ХП ПФ системы электропривода нечетного и четного порядков n соответственно запишем, несколько видоизменив форму, предложенную в [4]:

$$G(p) = \begin{cases} (\alpha_1 T_\beta p + 1) \prod_{i=2}^{(n-1)/2} (\alpha_i^2 T_\beta^2 p^2 + 2\alpha_i \xi_i T_\beta p + 1); \\ \prod_{i=1}^{n/2} (\alpha_i^2 T_\beta^2 p^2 + 2\alpha_i \xi_i T_\beta p + 1). \end{cases} \quad (19)$$

Здесь α_i — коэффициент пропорциональности, связывающий постоянную времени i -го двух- или трехчлена с базовой постоянной времени T_β ; ξ_i — коэффициент демпфирования i -го трехчлена. Выражение (19) позволяет легко задать положение каждого полюса в плоскости p [4].

Другой способ задания ХП [4] основан на выборе его коэффициентов, однозначно связанных с нулями:

$$G(p) = T_0^n p^n + \gamma_{n-1} T_0^{n-1} p^{n-1} + \dots + \gamma_1 T_0 p + 1. \quad (20)$$

Здесь γ_i ($i=1,2,\dots,n-1$) — коэффициенты, определяющие характер переходных процессов; T_0 — эквивалентная постоянная времени системы, определяющая их длительность. Из (19) и (20) следует, что для нечетных и четных n соответственно справедливо:

$$T_0 = \begin{cases} \sqrt[n]{\alpha_1 \prod_{i=2}^{(n-1)/2} \alpha_i^2 T_\beta}; \\ \sqrt[n/2]{\prod_{i=1}^{n/2} \alpha_i T_\beta}. \end{cases} \quad (21)$$

Удобство выражения (20) заключается в наличии большого количества стандартных распределений полюсов, обеспечивающих типовые переходные процессы заранее известного вида, скорость затухания которых определяется единственным параметром — эквивалентной постоянной времени, и заданных коэффициентами γ_i (например, [1, 4, 6]). Применение (19) позволяет реализовать любое распределение полюсов замкнутой системы, однако из-за наличия стандартных это, по-видимому, целесообразно лишь в редких случаях.

Особенность проектирования систем электропривода с последовательной коррекцией, принятая в практике, предполагает выделение в ОУ двух постоянных времени: "малой" — некомпенсируемой и "большой" — компенсируемой. "Малая" постоянная представляет собой постоянную времени фильтра, введенного в канал управления для ограничения полосы пропускания системы. Это позволяет рассматривать силовой преобразователь как безынерционное звено и уменьшает влияние помех [1, 5]. В результате получается система электропривода с одним из стандартных распределений полюсов и эквивалентной постоянной времени, определяемой величиной некомпенсируемой постоянной времени ОУ. Покажем, что метод ПУ позволяет реализовать и такой подход к проектированию.

Из выражений (7) и (10) следует возможность уменьшения степеней полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ на одно и то же значение, противоречащее, однако, условию единственности решения минимального ПУ (18). Если уменьшить степени указанных полиномов лишь на единицу и считать, что кроме неизвестных коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$ неизвестен один параметр ХП $G(p)$ — эквивалентная постоянная времени замкнутой системы, то противоречие снимается.

Уменьшение степеней полиномов $M(p)$ и $N(p)$ упрощает реализацию и настройку регулятора выходной координаты. Реального же уменьшения порядка полинома $G(p)$ не происходит из-за отказа от компенсации "малой" постоянной времени (см. выражение (17)). Кроме того, система уравнений для отыскания коэффициентов неизвестных полиномов и эквивалентной постоянной времени замкнутой системы становится нелинейной, а ее решение в общем случае может не дать вещественного положительного значения эквивалентной постоянной времени. Это говорит о том, что используемый в проектной практике подход приемлем не для любых сочетаний распределений полюсов и ОУ.

Поясним сказанное примерами проектирования регуляторов для системы электропривода постоянного тока, построенной по принципу подчиненного регулирования, а также для системы с неустойчивым ОУ.

Пример 1. Синтез контура тока. Общепринятая ПФ ОУ в контуре тока имеет вид [1]:

$$W_{oi}(p) = \frac{1}{(T_\mu p + 1)(T_a p + 1)},$$

где T_μ и T_a — некомпенсируемая ("малая") и электромагнитная ("большая") постоянные времени.

Легко видеть, что

$$P(p) = P_{k+}(p) = P_{n+}(p) = P_{-}(p) = 1;$$

$$Q(p) = (T_{\mu}p + 1)(T_a p + 1); Q_{n+}(p) = T_{\mu}p + 1;$$

$$Q_{k+}(p) = T_a p + 1; Q_{-}(p) = 1.$$

Следовательно,

$$|P_{k+}| = 0; |Q| = 2; |Q_{n+}| = |Q_{k+}| = 1; |Q_{-}| = 0; s = 0.$$

В соответствии с равенствами (15)–(17) при $r = 1$ получим:

$$|M| = |N| = 1; |G| = 3.$$

Обозначим полиномы пониженной на единицу степени как $\tilde{M}(p)$, $\tilde{N}(p)$ и $\tilde{G}(p)$. Очевидно

$$|\tilde{M}| = |\tilde{N}| = 0; |\tilde{G}| = 2;$$

$$\tilde{M}(p) = m_0; \tilde{N}(p) = n_0; \tilde{G}(p) = T_i^2 p^2 + 2\xi_i T_i p + 1,$$

где T_i и ξ_i — эквивалентная постоянная времени и относительный коэффициент демпфирования контура тока.

Очевидно $\gamma_{1i} = 2\xi_i$.

ПУ синтеза (11) запишется, таким образом, как

$$m_0 + n_0(T_{\mu}p + 1)p = T_i^2 p^2 + 2\xi_i T_i p + 1,$$

а система алгебраических уравнений для его решения примет вид:

$$n_0 T_{\mu} = T_i^2; n_i = 2\xi_i T_i; m_0 = 1.$$

Отсюда

$$\tilde{M}(p) = 1; \tilde{N}(p) = 4\xi_i^2 T_{\mu}; T_i = 2\xi_i T_{\mu}.$$

Подставив в выражения (5) и (9) значения неизвестных полиномов и эквивалентной постоянной времени, получим ПФ контура и регулятора тока:

$$W_i(p) = \frac{1}{4\xi_i^2 T_{\mu}^2 p^2 + 4\xi_i^2 T_{\mu} p + 1}; D_i(p) = \frac{T_a p + 1}{4\xi_i^2 T_{\mu} p}.$$

ХП контура тока позволяет получить любое желаемое распределение полюсов — характер процесса проектировщик задает посредством выбора коэффициента демпфирования, а скорость затухания определяется некомпенсированной постоянной времени ОУ. В частности, при $\xi_i = \sqrt{2}/2$ ПФ принимают известный для настройки на модульный оптимум вид [1], соответствующий распределению полюсов контура тока по Баттерворту [1, 6].

Пример 2. Синтез контура частоты вращения.
ПФ ОУ в контуре частоты вращения

$$W_{0\omega}(p) = \frac{1}{(T_i^2 p^2 + \gamma_{1i} T_i p + 1)T_m p} \approx \frac{1}{(\gamma_{1i} T_i p + 1)T_m p}.$$

Здесь $\gamma_{1i} T_i$ и T_m — некомпенсируемая ("малая") и электромеханическая ("большая") постоянные времени. Очевидно:

$$P(p) = P_{k+}(p) = P_{n+}(p) = P_{-}(p) = 1;$$

$$Q(p) = (\gamma_{1i} T_i p + 1) T_m p;$$

$$Q_{n+}(p) = \gamma_{1i} T_i p + 1; Q_{k+}(p) = T_m; Q_{-}(p) = 1.$$

Отсюда

$$|P_{k+}| = 0; |Q| = 3; |Q_{n+}| = 2; |Q_{k+}| = 1; |Q_{-}| = 0; s = 1.$$

И при $r = 2$

$$|M| = 2; |N| = 1; |G| = 4.$$

После понижения порядка

$$|\tilde{M}| = 1; |\tilde{N}| = 0; |\tilde{G}| = 3,$$

а ПУ примет вид

$$m_1 p + m_0 + n_0(\gamma_{1i} T_i p + 1)p^2 = T_{\omega}^3 p^3 + \gamma_{2\omega} T_{\omega}^2 p^2 + \gamma_{1\omega} T_{\omega} p + 1.$$

Здесь T_{ω} — эквивалентная постоянная времени контура частоты вращения. Параметры ХП, заданные в форме (20), связаны с параметрами в форме (19) выражениями:

$$\gamma_{2\omega} = \frac{2\xi_{2\omega}\alpha_{1\omega} + \alpha_{2\omega}}{\sqrt[3]{\alpha_{1\omega}^2 \alpha_{2\omega}}}; \gamma_{1\omega} = \frac{2\xi_{2\omega}\alpha_{2\omega} + \alpha_{1\omega}}{\sqrt[3]{\alpha_{2\omega}^2 \alpha_{1\omega}}}.$$

Решение ПУ имеет вид

$$\tilde{M}(p) = \gamma_{2\omega} \gamma_{1\omega} \gamma_{1i} T_i p + 1; \tilde{N}(p) = \gamma_{2\omega}^3 \gamma_{1i}^2 T_i^2;$$

$$T_{\omega} = \gamma_{2\omega} \gamma_{1\omega} T_i.$$

Подставив значения полиномов в выражения (5) и (9), запишем ПФ регулятора и контура частоты вращения:

$$D_{\omega}(p) = \frac{(\gamma_{2\omega} \gamma_{1\omega} \gamma_{1i}^2 T_{\mu} p + 1)T_m}{\gamma_{2\omega}^3 \gamma_{1i}^4 T_{\mu}^2 p};$$

$$W_{\omega}(p) = \frac{\gamma_{2\omega} \gamma_{1\omega} \gamma_{1i}^2 T_{\mu} p + 1}{\gamma_{2\omega}^3 \gamma_{1i}^6 T_{\mu}^3 p^3 + \gamma_{2\omega}^3 \gamma_{1i}^4 T_{\mu}^2 p^2 + \gamma_{2\omega} \gamma_{1\omega} \gamma_{1i}^2 T_{\mu} p + 1}.$$

Полученные ПФ заключают в себе все допустимые решения для двухконтурной системы регулирования частоты вращения с астатизмом второго порядка, соответствующие принятому в проектной практике подходу. Причем настройка контура тока оказывает влияние

только на быстродействие контура частоты вращения (в обоих ПФ содержатся степени произведения $\gamma_{li}^2 T_\mu$).

В качестве иллюстрации на рис.2 показаны переходные кривые, соответствующие распределению полюсов по Баттерворту [1, 6] ($\gamma_{2\omega} = \gamma_{1\omega} = 2$, $\xi_{2\omega} = 0,5$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, слабоколебательный процесс с перерегулированием 8,1 %), полюсам равного модуля и $\xi_{2\omega} = 0,75$ [4] ($\gamma_{2\omega} = \gamma_{1\omega} = 2,5$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, слабоколебательный процесс с перерегулированием 0,77%) и биномиальному распределению полюсов [4] ($\gamma_{2\omega} = \gamma_{1\omega} = 3$, $\xi_{2\omega} = 1$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, аperiodический процесс). Во всех случаях на входе контура установлен фильтр, компенсирующий нуль ПФ замкнутого контура в точке $p = -1/(\gamma_{2\omega}\gamma_{1\omega}\gamma_{li}^2 T_\mu)$ [1].

Пример 3. Система с неустойчивым ОУ. Типичным неустойчивым звеном является аperiodическое с отрицательной постоянной времени [4]. Рассмотрим систему с ОУ, содержащим такое звено. Пусть его ПФ имеет вид:

$$W_{oi}(p) = \frac{1}{(T_v p + 1)(T_\lambda p + 1)},$$

где $T_v < 0$, а $T_\lambda > 0$.

Зададимся $r = 1$. Если рассматривать T_λ в качестве некомпенсируемой постоянной времени и применить принятый в практике проектирования подход, то при любом заданном распределении полюсов потребуются выполнение условия $T_\lambda < -T_v$. Иначе в результате решения нелинейной системы уравнений будет получена отрицательная эквивалентная постоянная

времени T_0 . Это ограничение снимается при использовании предложенной методики общего вида. Имеем:

$$P(p) = P_{k+}(p) = P_{n+}(p) = P_-(p) = 1;$$

$$Q(p) = (T_v p + 1)(T_\lambda p + 1); Q_{n+}(p) = 1;$$

$$Q_{k+}(p) = T_\lambda p + 1; Q_-(p) = T_v p + 1;$$

$$|P_{k+}| = 0; |Q| = 2; |Q_{n+}| = 0; |Q_-| = 1; s = 0;$$

$$|M| = |N| = 1; |G| = 3.$$

ПУ синтеза и его решение запишутся как

$$m_1 p + m_0 + (T_v p + 1)(n_1 p + n_0)p = T_0^3 p^3 +$$

$$+ \gamma_2 T_0^2 p^2 + \gamma_1 T_0 p + 1;$$

$$m_1 = T_0 \left[\gamma_1 - \frac{T_0}{T_v} \left(\gamma_2 - \frac{T_0}{T_v} \right) \right];$$

$$m_0 = 1; n_1 = \frac{T_0^3}{T_v}; n_0 = \frac{T_0^2}{T_v} \left(\gamma_2 - \frac{T_0^2}{T_v} \right).$$

ПФ регулятора и замкнутой системы

$$D(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_\lambda p + 1)}{T_2 p (T_3 p + 1)};$$

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_0^3 p^3 + \gamma_2 T_0^2 p^2 + \gamma_1 T_0 p + 1},$$

где $T_1 = m_1 > 0$; $T_2 = -n_0 > 0$; $T_3 = n_1/n_0 > 0$.

Знак минус при ПФ регулятора объясняется неустойчивостью ОУ. Замкнутая система имеет левый нуль в точке $p = -1/T_1$ (его следует компенсировать при помощи входного фильтра

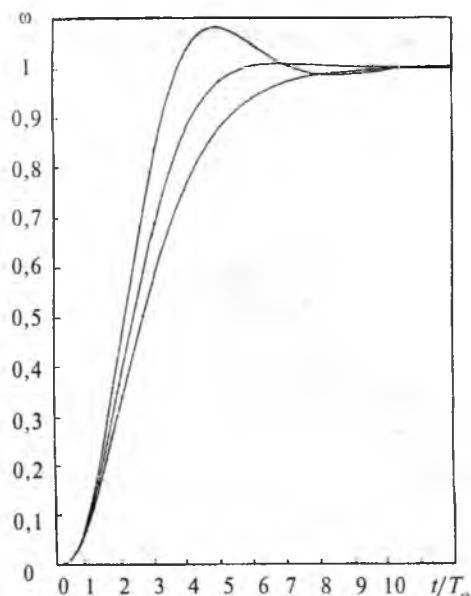


Рис.2.

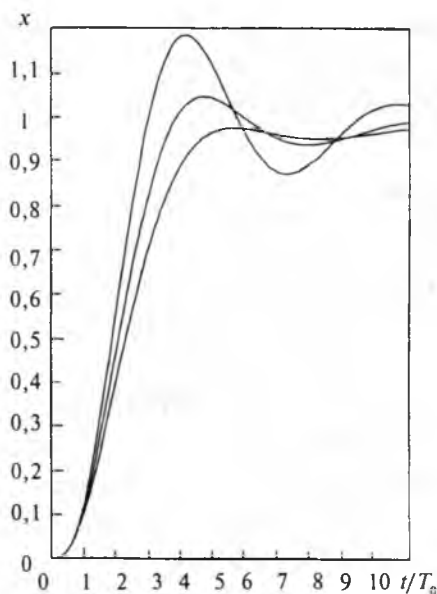


Рис.3.

[1]), ее полюсы определяются значениями параметров γ_2 и γ_1 , а быстродействие эквивалентной постоянной времени T_0 .

Ввиду неустойчивости ОУ представляет интерес чувствительность системы к отклонению его фактических параметров от расчетных значений. При отсутствии такого отклонения и настройках системы, совпадающих с приведенными в предыдущем примере, переходные кривые не отличаются от изображенных на рис.2 (вместо T_0 следует подставить T_0). Расчеты показывают, что замкнутая система сохраняет устойчивость при значительных отклонениях T_v и T_λ . Для иллюстрации на рис.3 приведены переходные кривые, соответствующие $T_v/T_0 = -2$ и $T_\lambda/T_0 = 4$. Причем расчет параметров регулятора осуществлен на основе значений постоянной времени ОУ, составляющих 125 и 75% фактических, соответственно. Как и следовало ожидать, качество переходных кривых по сравнению с приведенными на рис.2 ухудшилось: колебательность и длительность всех процессов возросли; перерегулирование процесса с $\xi_2=0,5$ увеличилось до 18%, а процесса с $\xi_2=0,75$ — до 4,7%. Вместе с тем работоспособность системы сохранилась.

Выводы

1. Общая методика синтеза систем электропривода с последовательной коррекцией, основанная на методе ПУ, позволяет обеспечить произвольное расположение полюсов ПФ замкнутой системы и любое быстродействие (ограниченное, разумеется, влиянием помех). При этом учитываются ограничения, накладываемые на вид ПФ регулятора и замкнутой системы.

2. Дополнительное понижение степеней неизвестных полиномов на единицу приводит к

снижению степени ПФ регулятора на единицу. Этот подход соответствует принятому в проектной практике и весьма желателен из-за упрощения реализации и настройки регулятора, но предполагает зависимость эквивалентной постоянной времени стандартной ПФ замкнутой системы от некомпенсированной постоянной времени ОУ и необходимость решения системы нелинейных алгебраических уравнений. К сожалению, при этом вещественные положительные значения эквивалентной постоянной времени могут не получиться или достигаться ценой ограничений на соотношение параметров ОУ. В таких случаях следует использовать общую методику или проверять надежность обеспечения упомянутых ограничений для конкретного ОУ.

3. Анализ примеров применения предлагаемой методики показывает, что решения, полученные при ее помощи, включают в себя весь спектр допустимых решений и, в частности, поглощают решения, широко известные в проектной практике.

Список литературы

1. Проектирование электроприводов: Справочник/Под ред. А.М.Вейнгера. Свердловск: Средне-Уральское кн.изд-во, 1980.
2. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем: М: Физматгиз, 1963.
3. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. М.: Наука, 1986.
4. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962.
5. Вейнгер А.М. Обобщение принципа подчиненного регулирования с последовательной коррекцией//Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1977, № 1. С. 185—192.
6. Яворский В.Н., Макшанов В.И., Ярмолин В.П. Проектирование нелинейных следящих систем с тиристорным управлением исполнительным двигателем. Л.: Энергия, 1978.

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.

Исследование момента асинхронного двигателя в электроприводе с косвенной ориентацией вектора потокосцепления ротора

Л.А.ШПИГЛЕР, В.А.ВОЙТЕНКО, В.М.СИТНИЧЕНКО, кандидаты техн.наук, А.Н.НИКОЛАЕНКО, инж.

Приведены результаты исследований регулируемого асинхронного электропривода с широким диапазоном регулирования частоты вращения и момента. Описаны методика расчета режимов работы двигателя с моментами, превышающими паспортный максимальный момент, а также методика и схема испытательного стенда для исследования момента в широких пределах.

Регулируемые электроприводы с косвенной ориентацией вектора потокосцепления ротора Ψ_r с обратной связью по угловой скорости ротора ω_r все шире применяются в машиностроении [1, 2]. На рис.1 приведена одна из практических схем электропривода, в состав которой входят следующие блоки: 1 — регулятор Ψ_r ; 2 — преобразователь системы координат (из двухфазной вращающейся в двухфазную неподвижную); 3 — преобразователь числа фаз (из двухфазной в трехфазную); 4 — ПИ-регулятор скорости; 5 — управляемый генератор сигналов $\sin \omega_1 t$, $\cos \omega_1 t$ (где ω_1 — угловая частота токов I_ϕ в фазах статора); 6 — преобразователь сигналов фазовращателя 16 в сигнал, пропорциональный ω_r ; 7 — вычислитель ω_1 ; 8, 9, 10 — релейные регуляторы токов; 11 — силовой инвертор на транзисторных модулях; 12, 13, 14 — датчики тока; 15 — асинхронный двигатель (АД).

При однозонном регулировании частоты вращения АД (ω_r) модуль вектора $\Psi_r = \text{const}$. Соответственно сигнал на выходе блока 1 $u_{sd} = \text{const}$. На выходе блока 4 формируется сигнал u_{sq} , подаваемый на входы блоков 7 и 2. На выходе блока 7 формируется сигнал, определяющий значение ω_1 в результате следующих вычислений:

$$u_{sq} R_{r\pi} / (u_{sd} L_{r\pi}) = u_{sq} K_q = s \omega_1 = \Delta; \quad (1)$$

$$K_q = R_{r\pi} / (u_{sd} L_{r\pi}),$$

где $R_{r\pi}$ — приведенное сопротивление фазы ротора при 50°C; $L_{r\pi}$ — индуктивность фазы ротора в номинальном режиме; s — скольжение, при котором развивается требуемый электромагнитный момент $M_{эм}$ при заданной угловой частоте вращения ω_r .

Таким образом, параметр Δ определяет угловую частоту тока в роторе и угловую частоту вращения вектора Ψ_r относительно ротора. В блоке 7 вычисляется сумма:

$$\Delta + p \omega_r = s \omega_1 + p \omega_r \quad (p — \text{число пар полюсов}), \quad (2)$$

определяющая угловую частоту вращения вектора Ψ_1 относительно неподвижной системы координат.

Сигналы u_{sd} и u_{sq} , преобразовываясь в блоках 2, 3, 8—14, формируют эффективные значения токов в фазах статора в соответствии с выражением:

$$I_\phi = K_i \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} = K_i \sqrt{(\Delta / K_q)^2 + u_{sd}^2}, \quad (3)$$

где K_i — передаточный коэффициент контура тока (блоки 8—14).

При изменении нагрузки на валу АД соответственно изменяются: ω_r , s , Δ , ω_1 , I_ϕ , что приводит к изменению $M_{эм}$ в соответствии с нагрузкой. На рис.2 приведены модифицированная схема замещения АД и соответствующая векторная диаграмма [1]. Для такой схемы справедливы выражения:

$$M_{эм} = 3p \frac{L_m \Psi_r}{L_r \sqrt{2}} I_{sq} = 3p L_m^2 I_{sq} I_{sd} / L_r, \quad (4)$$

где Ψ_r — амплитудное значение вектора,

$$\Psi_r = \sqrt{2} L_m I_{sd}. \quad (5)$$

В (4), (5) I_{sq} и I_{sd} — соответствуют эффективным значениям ортогональных составляющих тока I_ϕ .

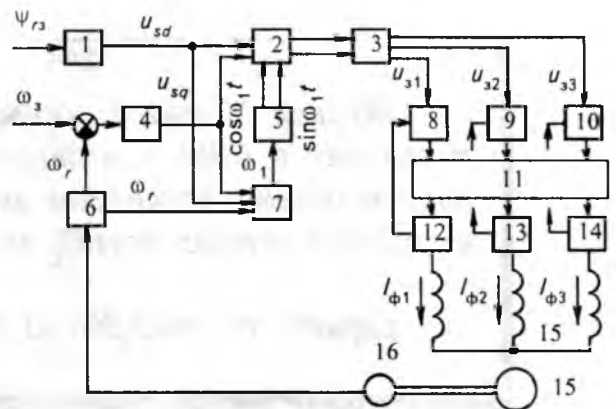


Рис.1.

* Все последующие формулы справедливы при неизменной температуре.

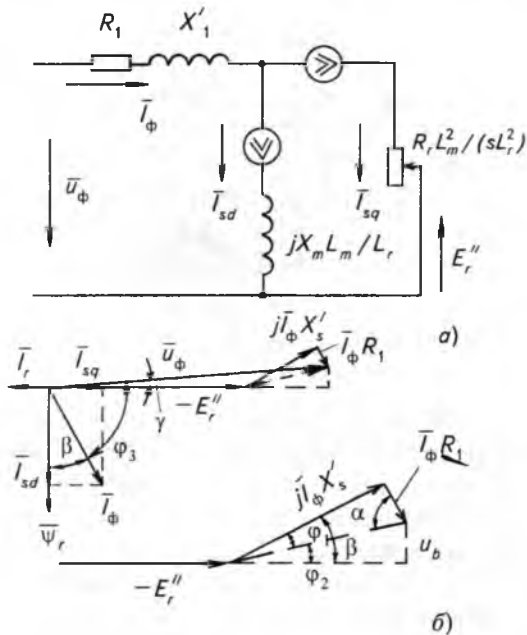


Рис.2.

В соответствии с рис.2 можно записать:

$$I_{sd} = \frac{I_{\phi} R_r}{\sqrt{R_r^2 + (L_r s \omega_1)^2}}; \quad I_{sq} = \frac{I_{\phi} L_r s \omega_1}{\sqrt{R_r^2 + (L_r s \omega_1)^2}}; \quad (6)$$

$$I_{\phi} = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}; \quad (7)$$

$$s \omega_1 = I_{sq} R_r / (I_{sd} L_r) = \Delta. \quad (8)$$

Схему рекомендуется настраивать так, чтобы выполнялись условия косвенной ориентации вектора Ψ_r [1]:

$$\begin{aligned} u_{sqn} R_{rn} / (u_{sdn} L_{rn}) &= \Delta_n = s_n \omega_{1n}; \\ s_n \omega_{1n} &= I_{sqn} R_{rn} / (I_{sdn} L_{rn}). \end{aligned} \quad (9)$$

В выражении (9) все параметры с индексом "н" соответствуют режиму работы рассмотренной схемы при частоте токов статора 50 Гц, номинальном моменте нагрузки на валу АД и температуре обмотки 50°C. В идеальной схеме выражения (9) должны быть справедливы при любых нагрузках на валу, любых ω_r и соответствующих им Δ , ω_1 , I_{ϕ} , I_{sd} , I_{sq} . Из выражений (1), (4) и (6) следует:

$$M_{эм} = 3p I_{\phi}^2 L_m^2 R_r \Delta / (R_r^2 + L_r^2 \Delta^2) \quad (10)$$

Численный анализ выражений (3) и (6) показывает, что при изменении Δ в пределах от $0,2\Delta_n$ до $(8-10)\Delta_n$ значение Ψ_r меняется незначительно. Однако известно [2], что с ростом Δ при $\Psi_r = \text{const}$ увеличивается потокосцепление в воздушном зазоре в соответствии с выражением:

$$\Psi_m = \Psi_r \sqrt{1 + \left(\frac{L_{\sigma rn} \Delta}{R_r} \right)^2}, \quad (11)$$

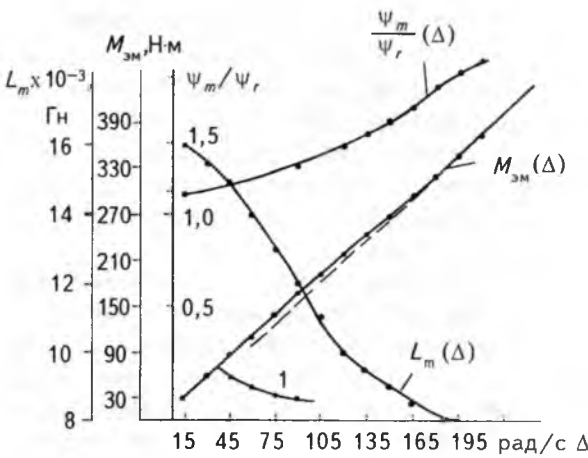


Рис.3.

где $L_{\sigma rn}$ — индуктивность рассеяния ротора в номинальном режиме.

Известно [3], что

$$L_{\sigma rn} = L_{rn} - L_{mn} = (0,03 \div 0,06) L_{mn},$$

где L_{mn} — взаимная индуктивность фаз ротора и статора в номинальном режиме. С ростом Ψ_m из-за увеличивающегося насыщения магнитной цепи уменьшается L_m . Зависимость $L_m(\Psi_m)$ можно определить по кривой намагничивания машины, полученной экспериментально [4],

использовав выражение: $L_m = \frac{d\Psi_m}{dI_m}$, где I_m —

ток намагничивания.

Численный анализ выражения (11) показывает, что при изменении Δ в пределах от $0,2\Delta_n$ до $(3-4)\Delta_n$ значения Ψ_m и L_m меняются незначительно. При $\Delta > (3-4)\Delta_n$ $\Psi_m > \Psi_{mn}$, $L_m < L_{mn}$ и двигатель работает на более пологой (насыщенной) части кривой намагничивания. С достаточной приемлемостью для ориентировочного расчета $M_{эм}$ можно аппроксимировать кривую намагничивания тремя прямолинейными участками: от $\Psi_m = 0$ до $0,8\Psi_{mn}$; от $0,8\Psi_{mn}$ до $1,2\Psi_{mn}$; при $\Psi_m > 1,2\Psi_{mn}$. Этим участкам соответствуют значения L_{m1} , L_{m2} , L_{m3} . На рис.3 в качестве примера представлены зависимости $M_{эм}(\Delta)$, $L_m(\Delta)$; $\Psi_m(\Delta)$ для двигателя ДАУ2П100Л/4БТ (4,0 кВт; $U_{\phi} = 70$ В; $p = 2$; $L_{mn} = 0,016$ Гн) при $\omega_r = 157$ рад/с. Пунктиром обозначен участок $M_{эм}(\Delta)$, построенный путем прямолинейной аппроксимации кривой намагничивания. Из приведенного примера видно, что с ростом Δ значение $M_{эм}$ может существенно превысить паспортное значение максимального момента АД, если силовой инвертор обеспечит требуемое значение I_{ϕ} . Реально получение значений $M_{эм} > 3M_{эмн}$ возможно при соответствующем

усилении конструкции двигателя и схемы силового инвертора. В общепромышленных механизмах такие перегрузки обычно не используются по технико-экономическим соображениям, однако реализация такого свойства АД в схеме векторного управления может понадобиться в специальных механизмах (прессах, катапультах и т.п.).

При ограниченной мощности силового инвертора и наличии автоматического токоограничения может оказаться, что с ростом момента нагрузки и Δ значение I_ϕ , достигнув $I_{\phi\max}$, остается уже неизменным. При этом зависимость $M_{\text{эм}}(\Delta)$, как следует из анализа выражения (10), приобретает другой вид (кривая 1 на рис.3 при $I_{\max}=60$ А). Как видно из рис.3, такой режим неустойчив и нецелесообразен в регулируемом электроприводе. Поэтому при применении электропривода следует ограничивать момент нагрузки значением $M_{\text{нагр}} \leq 0,9 M_{\text{эм}\max}$, где

$$M_{\text{эм}\max} = \frac{3pL_m\Psi_r I_{\phi\max}\Delta_{\max}}{\sqrt{2(R_r^2 + (\Delta_{\max}L_r)^2)}}; \quad (12)$$

$$\Delta_{\max} = K_q \sqrt{\left(\frac{I_{\phi\max}}{K_i}\right)^2 - u_{sd}^2}.$$

При работе АД с различными нагрузками может изменяться значение R_r , что приводит к нарушению условий (9). Так, при $R_r > R_{rн}$ и неизменных вначале I_ϕ и Δ в соответствии с (6) увеличивается I_{sd} и уменьшается I_{sq} . Однако Ψ_r с ростом I_{sd} повышается менее интенсивно из-за нелинейности кривой намагничивания. Тогда в замкнутой по скорости САР с ПИ-регулятором для сохранения значения $M_{\text{эм}} = M_{\text{нагр}} = \text{const}$ будет увеличиваться u_{sq} , Δ , I_ϕ . В результате такой автоматической подрегулировки двигатель будет работать с заданной скоростью и нагрузкой, но с большим I_ϕ и соответственно с большими потерями в меди и стали. Условие (9) может нарушаться при $R_r < R_{rн}$. Как следует из (6), при этом уменьшается I_{sd} и Ψ_r и увеличивается I_{sq} при малоизменяющемся I_ϕ . В замкнутой системе это также приведет к росту Δ ; ω_1 ; I_{sq} ; I_ϕ , потерь в меди и стали. Условие (9) может нарушаться также из-за погрешностей оценки $R_{rн}$, преобразований в узле 7 и по другим причинам и всегда влечет за собой ухудшение энергетических показателей электропривода, вызванного нарушением условий косвенной ориентации вектора Ψ_r .

Для исследования момента АД в рассматриваемой схеме необходимо специальное оборудование. Нагрузочный стенд для этих целей обычно выполняют на основе нагрузочной машины постоянного тока, управляемой реверсивным электроприводом с возможностью ре-

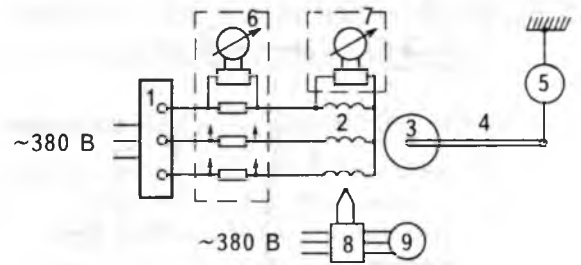


Рис.4.

куперации энергии в сеть. Однако ряд исследований можно выполнить на более простом стенде, схема которого приведена на рис.4, где: 1 — преобразователь (см. рис.1); 2 — статор АД; 3 — ротор и вал АД; 4 — рычаг; 5 — динамометр или тензометрическое устройство; 6 и 7 — схемы для измерения I_ϕ и u_ϕ , содержащие шунты, R-C-фильтры для подавления высокочастотных гармоник, создаваемых импульсным силовым инвертором, электронные вольтметры и осциллограф; 8 — терморегулятор и пускатель; 9 — электровентилятор. При испытаниях необходимо поддерживать постоянную температуру обмоток АД. Это достигается встроенным соосным электровентилятором, обязательным элементом конструкции каждого широкорегулируемого АД и контролем температуры обмоток.

В таком стенде поворот вала АД ограничен несколькими градусами, а $\omega_r = 0$; $s = 1$. На входы блоков 7 и 2 подается сигнал u_{sq} от пропорционального регулятора 4, а от блока 1 сигнал u_{sd} . С выхода блока 7 выдается сигнал $u_{sq}K_q = \Delta = \omega_1'$, определяющий частоту тока в фазах статора $f' = \omega_1'/2\pi$. Величину f' можно регулировать сигналом u_{sq} от нуля до значения, требуемого для создания желаемого момента (примерно от 1 до 5—15 Гц). При такой схеме зависимость $M_{\text{эм}}(\Delta)$ практически не отличается от снятой на стенде с вращающимися АД, так как в роторе протекают токи с той же амплитудой и частотой, а инвертор обеспечивает значения I_ϕ и Ψ_r с той же амплитудой, но меньшей частотой. При этом сокращаются потери в стали статора.

Исключение нагрузочной машины позволяет сократить расход электроэнергии, так как при этом исключаются потери в нагрузочной машине (механические, вентиляционные, в меди и стали), потери в инверторе, механические в АД, сокращаются потери в стали АД.

Расход мощности в электровентиляторе АД в данном стенде тот же (по указанным причинам), что и в стенде с нагрузочной машиной.

На стенде (рис.4) можно определить зависимость $\Psi_r(I_{sd})$, близкую к кривой намагничи-

вания машины. Для этого необходимо отключить блок 4 (так, чтобы на его выходе был нулевой сигнал), а также отключить с входов блока 7 сигналы u_{sd} , u_{sq} и ω_r . Вместо сигнала u_{sq} на вход блока 7 нужно подать от постороннего источника такой сигнал u_Δ , чтобы частота токов I_ϕ была в пределах 1—2 Гц и соответственно $\Delta = \omega'_1 = 6 \div 12$ рад/с. После этого на вход блока 2 следует подавать ряд значений u_{sd} (от 0 до 10 В) и производить замеры u_ϕ , I_ϕ и f (для контроля). По указанным параметрам вычисляются I_{sd} и Ψ_r для каждого значения u_{sd} на основании векторной диаграммы (рис.2,б) по следующим формулам:

$$I_{sd} = I_\phi R_r / \sqrt{R_r^2 + (\Delta L_r)^2}; \quad \Psi_r = \sqrt{2} E_r^* / \omega_1;$$

$$E_r^* = \sqrt{u_\phi^2 - I_\phi \sqrt{R_s^2 + (X'_s)^2} \sin \varphi_2 - I_\phi \cos \varphi_2 \sqrt{R_s^2 + (X'_s)^2}},$$

где $\varphi_2 = \beta - \varphi_1 = \arccos(I_{sd}/I_\phi) - \arctg(R_s / X'_s)$; R_s — приведенное сопротивление фазы статора; $X'_s = \omega'_1(L_s - L_m^2 / L_r)$; L_s — индуктивность фазы статора.

Выводы

Рассмотренная схема векторного управления АД позволяет существенно расширить диапазоны регулирования частоты вращения и момента по сравнению с обычным частотным регулированием. Благодаря ряду известных преимуществ такие приводы целесообразно использовать в машиностроении вместо регулируемых электроприводов постоянного тока.

Диапазон регулирования момента в такой схеме ограничен максимальными значениями I_ϕ и Δ , реализуемыми в конкретных типоразмерах с учетом технико-экономических соображений.

Рассмотренная методика исследований и конструкция стенда с невращающимся ротором АД позволяет исследовать моментные характеристики электропривода и снимать кривую намагничивания АД.

Список литературы

1. Novotny D.W. and Lipo T.A. Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives Second Edition// IEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1986. Section 2.
2. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
3. Кравчик А.Э. Асинхронные электродвигатели серии 4А: Справочник. М.: Энергоиздат, 1982.
4. Исследование асинхронного электропривода с векторным управлением/В.А.Войтенко, Л.А.Шпигель, А.Н.Николаенко, А.М.Фель//Электромашиностроение и электрооборудование. Киев: Техника. Вып.48.

POWERTRAIN — современное решение проблемы управления электроприводом

А.Е.Райхман, инженер

ЗАО «Компэл»

Американская фирма "International Rectifier" широко известна, как мировой лидер в производстве компонентов силовой электроники.

В состав ее продукции входит законченная линейка элементов, позволяющая построить любое устройство преобразования энергии — от сварочных аппаратов до источников вторичного электропитания и схем управления электродвигателем.

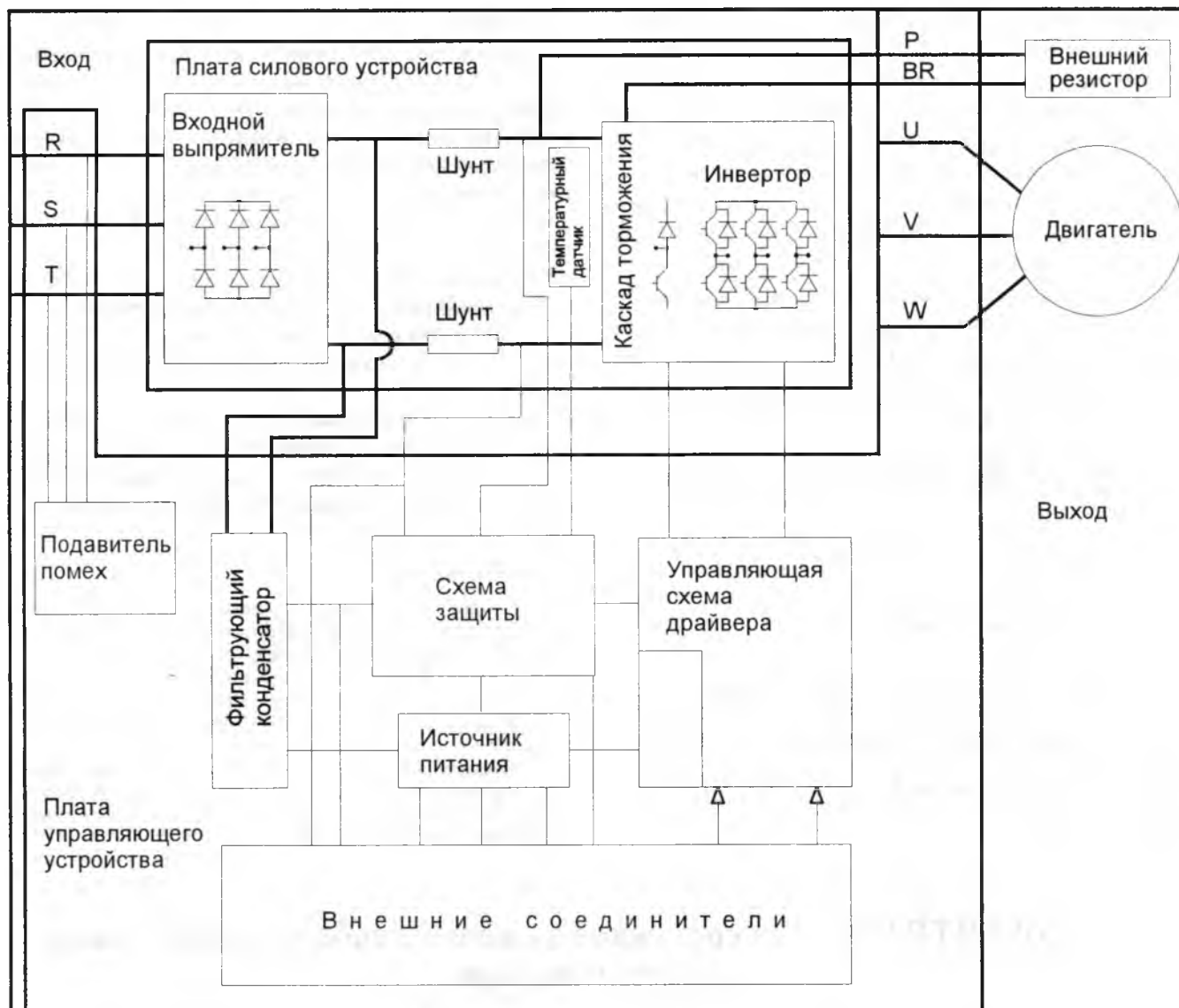
Для этих целей фирма выпускает широкую номенклатуру выпрямительных диодов, однофазные и трехфазные выпрямительные мосты, полевые транзисторы(MOSFET) и модули, биполярные транзисторы с изолированным затвором(IGBT) и модули, управляющие схемы драйверов, ультрабыстрые диоды и диоды Шоттки, твердотельные реле и т.д.

Однако оптимальная разработка достаточно сложного электроэнергетического устройства,

особенно устройства управления электроприводом требует значительных материальных и временных затрат на разработку, отладку, поиск необходимых комплектующих и освоение производства.

Для облегчения труда разработчиков и производителей специалисты фирмы "International Rectifier" разработали и выпустили первые образцы POWERTRAIN — семейства законченных модулей, рассчитанных на управление трехфазными асинхронными двигателями переменного тока в диапазоне мощностей от 0,375 до 11 кВт. В дальнейшем планируется выпуск устройств на мощности до 30 кВт.

Все модули имеют аналогичное структурное построение и объединяют следующие функции: выпрямление первичной питающей сети переменного тока;



преобразование высоковольтного постоянного напряжения в переменное, управляющее двигателем;

гальваническую развязку управляющих и силовых цепей;

защиту от короткого замыкания, перенапряжений и превышения допустимой температуры;

выработку 5- и 15-вольтового напряжений постоянного тока используемых для питания блоков системы, а также внешнего микроконтроллера или ШИМ-модулятора;

подключение внешней сети, двигателя и управляющих воздействий.

Управление модулем осуществляется путем подачи на входы драйвера последовательности сигналов, выработанных задающим устройством пользователя в соответствии с алгоритмом управления режимами работы мотора (рисунок).

POWERTRAIN выпускаются в нескольких основных вариантах конструктивного исполнения.

IRPTxxxxA — плата силового устройства, включающая:

1. Выпрямительный мост, устойчивый против промышленных помех, присутствующих в сети.

2. Трехфазный инвертор, построенный на ультрабыстрых IGBT и ультрабыстрых "мягких" диодах, что позволяет оптимизировать потери при переключении и снизить электромагнитное излучение. Инвертор способен выдерживать не только номинальную нагрузку, но и заданную промышленным стандартом 150% перегрузку в течение 1 мин.

3. Каскад торможения, состоящий из IGBT и ультрабыстрого диода, позволяет рассеять регенерированную при торможении энергию че-

рез внешний резистор для сокращения время рассеяния при меньшем номинале фильтрующего конденсатора.

4. Шунт в минусовой шине постоянного тока для отслеживания значения тока и защиты от короткого замыкания.

5. Шунт в плюсовой шине постоянного тока для защиты от замыкания фазы на землю через IGBT верхнего плеча.

6. Температурный датчик, расположенный в непосредственной близости от инвертора, для определения температуры платы и защиты от длительных перегрузок или высокой температуры окружающей среды.

IRPTxxxxC — законченный модуль, состоящий из платы силового устройства (см. выше) и платы управляющего устройства.

Плата управляющего устройства, монтируемая сверху платы силового устройства, обеспечивает ее входными и выходными сигнала-

ми. На ней расположены функциональные блоки, такие как фильтрующий конденсатор, источник электропитания системы, интегральная схема драйвера, схема защиты и внешние соединители.

IRPTxxxxE — законченный модуль в комплекте с полной документацией по применению (принципиальные схемы, сборочный чертеж, перечень комплектующих, схема соединений, рекомендации по применению).

Устойчивый к внешним возмущениям, компактный и надежный модуль разработан и проверен в работе с реальным двигателем и без сомнения заинтересует российских потребителей.

Подробную информацию, рекомендации по применению и модули можно приобрести в АО "Компэл"— у официального дистрибьютора фирмы "International Rectifier".

ИССЛЕДОВАНИЯ

Применение методов линейного программирования с переменными коэффициентами при проектировании и анализе сложных электрических цепей, описываемых линейными уравнениями¹

А.П.МАРТЫНОВ, канд.физ.-мат. наук, Д.А.САЛИМОНЕНКО, инж. (Уфимский ГАТУ),
Е.А.САЛИМОНЕНКО, канд.физ.-мат.наук (Башкирский ГУ)

Встречающиеся на практике электрические цепи постоянного и синусоидального тока зачастую содержат несколько источников ЭДС и представляют собой смешанное соединение пассивных элементов. Обычно при расчете электрических цепей заданными величинами являются ЭДС всех источников и параметры всех ветвей цепи. Для цепей постоянного тока задают значение и направление (полярность) каждой ЭДС (E), а также сопротивления (R) ветвей. Расчет цепей сводится к определению токов в ветвях, электрических потенциалов узлов и падений напряжения на различных элементах или участках цепи. Все расчеты электрических цепей основаны на использовании законов Кирхгофа и закона Ома [1].

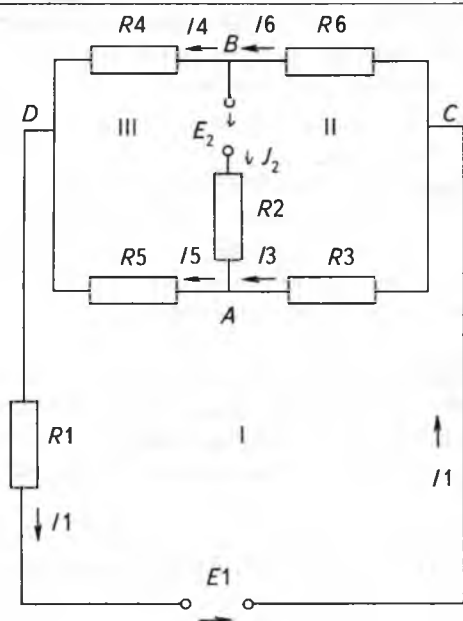
Рассматриваемые здесь методы в равной мере относятся и к цепям постоянного и к цепям синусоидального тока. Постановку задач анализа

сложных линейных электрических цепей рассмотрим на примере разветвленной электрической цепи постоянного тока, показанной на рисунке.

В общем случае электрическая цепь имеет P ветвей и G узлов. Так как неизвестными величинами являются токи в ветвях, то число неизвестных (искомых) величин равно P , для нахождения которых необходимо иметь систему из P уравнений. По первому закону Кирхгофа можно записать $G-1$ независимых уравнений для $G-1$ независимых узлов. По второму закону Кирхгофа можно записать $P-G+1$ независимых уравнений для $P-G+1$ независимых контуров.

В заданной на рисунке схеме сложной разветвленной электрической цепи число ветвей равно 6, т.е. $P=6$. Число узловых точек равно 4, т.е. $G=4$. Число независимых контуров равно трем, что подтверждается формулой $P-G+1=6-4+1=3$. На ветвях электрической цепи указаны

¹ Печатается в порядке обсуждения.



выбранные направления токов. Источники ЭДС и сопротивления в ветвях электрической цепи обозначены через E_1, E_2 и R_1, \dots, R_6 , а искомые токи обозначены через I_1, \dots, I_6 .

В данной работе предлагается системный подход, позволяющий, во-первых, определять сопротивления и источники питания в ветвях для получения желаемых токов или токов из заданных интервалов допустимых измерений, может быть с учетом некоторых структурных ограничений. Это необходимо при расчете схем, содержащих как линейные, так и нелинейные (например, транзистор, стабилитрон) сопротивления. Во-вторых, можно проводить исследования устойчивости цепи при малых вариациях (или при целенаправленных вариациях) сопротивлений и источников питания [2, 3].

Таким образом, в отличие от традиционных методов расчета электрических цепей при заданных значениях (комплексных) сопротивлений и источников ЭДС в рассматриваемой постановке задачи анализа сложных электрических цепей некоторые из этих параметров могут быть переменными (иначе говоря, искомыми) величинами.

На первом этапе моделирования используем законы Кирхгофа и составляем систему линейных уравнений с условно-постоянными (неизвестными) параметрами сопротивлений и источников ЭДС.

По первому закону Кирхгофа для трех независимых узлов D, A и C (рис.1) составляем три уравнения

$$I_4 + I_5 = I_1; \quad I_2 + I_3 = I_5; \quad I_1 = I_3 + I_6. \quad (1)$$

По второму закону Кирхгофа составляем три уравнения для трех контуров, отмеченных на рисунке,

$$R_1 \cdot I_1 + R_3 \cdot I_3 + R_5 \cdot I_5 = E_1; \quad R_2 \cdot I_2 - R_3 \cdot I_3 + R_6 \cdot I_6 = E_2; \quad R_2 \cdot I_2 - R_4 \cdot I_4 + R_5 \cdot I_5 = E_2. \quad (2)$$

Теперь поставим задачу определения сопротивлений R_1, \dots, R_6 и ЭДС E_1 и E_2 , при которых токи в ветвях примут значения

$$I_1 < 3; \quad I_2 < 1,6; \quad I_3 < 1,1; \quad I_4 < 0,34; \quad I_5 < 2,7; \quad I_6 < 2. \quad (3)$$

Искомые сопротивления и ЭДС будут иметь ограничения

$$23 < E_1 < 24; \quad 11 < E_2 < 12; \quad 1 < R_1 < 3; \quad 2 < R_2 < 6;$$

$$1 < R_3 < 3; \quad 25 < R_4 < 35; \quad 4 < R_5 < 7; \quad 2 < R_6 < 6. \quad (4)$$

Поскольку в условиях (1) и (2) неизвестные сопротивления играют роль переменных коэффициентов, то для составления задачи линейного программирования с переменными коэффициентами, основными условиями которой будут ограничения (1), (2), используем обозначения для переменных коэффициентов, а затем будем составлять необходимые функциональные зависимости переменных коэффициентов:

$$a_{41} = R_1; \quad a_{43} = R_3; \quad a_{45} = R_5; \quad a_{52} = R_2; \quad a_{53} = -R_3;$$

$$a_{56} = R_6; \quad a_{62} = R_2; \quad a_{64} = -R_4; \quad a_{65} = R_5; \quad a_{47} = -E_1;$$

$$a_{57} = -E_2; \quad a_{67} = -E_2. \quad (5)$$

Из условий (4) и (5) следует система ограничений отдельных переменных коэффициентов

$$\left. \begin{aligned} 1 < a_{41} < 3; \quad 2 < a_{62} < 6; \quad 1 < a_{43} < 3; \\ -35 < a_{64} < -25; \quad 4 < a_{45} < 7; \quad 2 < a_{56} < 6; \\ -24 < a_{47} < -23; \quad -12 < a_{57} < -11; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

и функциональные зависимости

$$a_{52} - a_{62} = 0; \quad a_{43} + a_{53} = 0; \quad a_{45} - a_{65} = 0; \quad a_{57} - a_{67} = 0.$$

В систему ограничений (6) можно включать и ограничения

$$-3 < a_{53} < -1; \quad 2 < a_{52} < 6; \quad 4 < a_{65} < 7; \quad -12 < a_{67} < -11. \quad (8)$$

В качестве целевой функции можно, например, выбрать условие максимизации суммы искоемых токов. Тогда постановка задачи при указанных условиях сводится к задаче линейного программирования с переменными коэффициентами, ориентированной на использование метода генерации столбцов (вариантов переменных столбцов) [4,5] (могут использоваться и разные другие критерии):
найти

$$\max(I_1 + I_2 + \dots + I_6) \quad (9)$$

при основных условиях

$$\begin{array}{rcl} -I1 & +I4 & +I5 & =0; \\ & I2 & +I3 & -I5 & =0; \\ & I1 & -I3 & & -I6 & =0; \\ a_{41}I1 & +a_{43}I3 & +a_{45}I5 & +a_{47}I7 & =0; \\ a_{52}I2 & a_{53}I3 & & +a_{56}I6 & +a_{57}I7 & =0; \\ a_{62}I2 & +a_{64}I4 & +a_{65}I5 & +a_{67}I7 & =0; \end{array} \quad (10)$$

$$\left. \begin{array}{l} I1 < 3; \\ I2 < 1,6; \\ I3 < 1,1; \\ I4 < 0,34; \\ I5 < 2,7; \\ I6 < 2; \\ I7 = 1 \end{array} \right\} \quad (11)$$

и дополнительных ограничениях на переменные коэффициенты

$$\left. \begin{array}{l} 1 < a_{41} < 3; \\ 2 < a_{62} < 6; \quad a_{52} - a_{62} = 0; \\ 1 < a_{43} < 3; \quad a_{43} + a_{53} = 0; \\ -35 < a_{64} < -25; \\ 4 < a_{45} < 7; \quad a_{45} - a_{65} = 0; \\ 2 < a_{56} < 6; \\ -24 < a_{47} < -23; \quad -12 < a_{57} < -11; \\ a_{57} - a_{67} = 0; \quad a_{47} - 2a_{57} = 0. \end{array} \right\} \quad (12)$$

В состав ограничений (10) могут быть включены и другие линейные структурные зависимости искоемых токов. Переменная $I7$ введена для того, чтобы искомые ЭДС $E1$ и $E2$ можно было рассматривать как переменные коэффициенты в соответствующем столбце, задавая их области изменения в составе ограничений (12).

Можно в качестве целевой функции выбрать абсолютное отклонение напряжения U на сопротивлении $R2$ и минимизировать его, т.е. найти $\min |R2 \cdot I2 - U|$.

Оптимальное решение задачи (9)–(12), полученное при помощи ЭВМ:

$E1=24$; $E2=12$; $R1=2$; $R2=4$; $R3=2$; $R4=30$; $R5=6$; $R6=4$. Токи соответствуют максимальным значениям из условия (3).

Обобщая задачу (9)–(12), получаем

$$\max \sum_{j=1}^{n+1} \sum_{i=1}^m c_{ij} a_{ij} x_j \quad (13)$$

при основных условиях

$$\sum_{j=1}^{n+1} a_{ij} x_j < b_i, \quad i = 1, \dots, m-1; \quad (14)$$

$$x_{n+1} = 1; \quad (15)$$

$$x_j > 0; \quad j = 1, \dots, n+1 \quad (16)$$

и ограничениях на переменные коэффициенты

$$a_{ij}^H < a_{ij} < a_{ij}^B, \quad i \in J_j, \quad j \in I1; \quad (17)$$

$$s_k^H < \sum_{i \in J_j} a_{kij} a_{ij} < s_k^B, \quad k = 1, \dots, k_j, \quad j \in I1; \quad (18)$$

$$\sum_{i \in J_j} p_{lij} a_{ij} = r_l(l), \quad l = 1, \dots, l_j, \quad j \in I1, \quad (19)$$

где

$$J_j \subset \{1, 2, \dots, m\}, \quad I1 \subset \{1, 2, \dots, n+1\}; \quad a_{n+1} = -\Delta b,$$

Δb — вектор приращений компонентов вектора в правой части; J_j — множество номеров строк переменных коэффициентов в j -м столбце, $j \in I1$; $I1$ — множество номеров столбцов, содержащих переменные коэффициенты.

Искомые переменные в задаче (13)–(19): x_p , $j = 1, 2, \dots, n+1$, a_{ij} при $i \in J_j$, $j \in I1$; остальные величины — заданные при постановке задачи.

Столбец с номером $n+1$ введен для управления при определении оптимальных приращений компонентов вектора правой части.

В целевой функции (13) предусматривается зависимость коэффициента c_j при переменной x_j от переменных коэффициентов (параметров управления), в том числе и от постоянных коэффициентов.

В условиях (17)–(19) выделяются ограничения на переменные коэффициенты отдельных столбцов, что и позволяет использовать метод генерации столбцов, т.е. вариантов переменных столбцов в процессе решения задачи (13)–(19).

Процесс решения задачи (13)–(19) методом генерации текущих вариантов для переменных столбцов представляется как решение задачи линейного программирования (13)–(16) с условно постоянными столбцами, которые в процедуре выбора столбца для ввода в базис наполняются сгенерированными вариантами на основе решения вспомогательных задач линейного программирования

$$\min \left(\sum_{i=1}^m u_i a_{ij} - \sum_{i=1}^m c_{ij} a_{ij} \right) \quad (20)$$

при условиях (17)–(19), $j \in I1$.

Однако, как показывает опыт решения сложных практических задач вида (13)–(19), в оптимальном базисе могут быть варианты, относящиеся к одному и тому же переменному столбцу $a_{\bullet, j}$. Обозначим эти варианты и их интенсивности использования через $av_{\bullet, jv}$ и xv_{jv} , $v=1, \dots, v_j$, где v_j — количество базисных вариантов переменного столбца $a_{\bullet, j}$. Нами разработан метод представления j -го переменного столбца одним вариантом

$$a_{\bullet,j} = \sum_{v=1}^{v_j} l_{jv} a_{v\bullet,jv}, j \in I_1, \quad (21)$$

где

$$l_{jv} = \begin{cases} xv_{jv} / \sum_{v=1}^{v_j} xv_{jv}; & \sum_{v=1}^{v_j} xv_{jv} \neq 0; \\ 1/v_j; & \sum_{v=1}^{v_j} xv_{jv} = 0. \end{cases}$$

Нами разработан и сдан в фонд алгоритмов и программ пакет алгоритмического и программного обеспечения для автоматизированного формирования и решения задачи (13)—(19) на современных ЭВМ [6].

Выводы

1. Предлагаемый метод позволяет ускорять процесс проектирования сложных электрических цепей, описываемых линейными уравнениями, поскольку модель (13)—(19) представляет серию моделей с фиксированными параметрами электрических цепей. Решением одной задачи (13)—(19) получаем оптимальную структуру ключевых источников электропитания, сопротивлений и токов на ветвях. При этом при возможно минимальной размерности основных условий достаточная гибкость модели достигается за счет использования структурных ограничений параметров управления в условиях (17)—(19).

2. Линейная модель с параметрами управления типа (13)—(19) может быть использована для системного анализа состояний технических устройств в электроэнергетике на основе целенаправленного варьирования (или с учетом неопределенности) параметров действующих электрических цепей с учетом тех-

нологических структурных ограничений. Так, решение задачи (13)—(19) с использованием задачи (20) при генерации вариантов переменных столбцов позволяет получить лучшее из лучших решение при системной вариации параметров управления. Если же при генерации вариантов переменных столбцов максимизировать целевую функцию задачи (20), то будем получать худшее из лучших решение. Сравнение этих двух решений позволяет выявить устойчивые участки электрических цепей различной степени в условиях варьирования параметров электрических цепей.

3. Рассмотренный системный подход к проектированию и анализу сложных линейных электрических цепей является эффективным математическим аппаратом при создании автоматизированных рабочих мест для специалистов управления. Практическая направленность модели (13)—(19) в современных условиях определяется также возможностью учета в целевой функции комплексных затрат на все виды обслуживания при выборе оптимальных режимов работы электрических цепей.

Список литературы

1. Иванов И.И., Равдоник В.С. Электротехника. М.: Высшая школа, 1984.
2. Гурский С.К. Адаптивное прогнозирование временных рядов в электротехнике. Минск: Наука и техника, 1983.
3. Гусейнов Ф.Г., Мамедов О.С. Экономичность режимов электрических сетей. М.: Энергоатомиздат, 1984.
4. Гольштейн Е.Г., Юдин Д.Б. Новые направления в линейном программировании. М.: Советское радио, 1966.
5. Канторович Л.В., Романовский И.В. Генерирование столбцов в симплекс-методе // Экономика и математические методы. М.: ЦЭМИ АН СССР, 1985. Т.21. Вып.1. С.128—138.
6. Пакет прикладных программ планирования производства отрасли М.: ОФАП ГИВЦ Миннефтехимпрома СССР, 1985.

Уважаемые авторы!

Редакция начинает публиковать при статье биографические сведения об авторах и их фотографии. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов.
2. Место настоящей работы и должность.
3. Какой факультет, какого вуза и когда закончил.
4. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита.

К статье приложить фотографии всех авторов.

Семинар “Продукция раменского электротехнического завода “Энергия”

8-9 апреля 1997 г. Департамент электрических сетей совместно с АО раменский электротехнический завод “Энергия” провел семинар “Продукция раменского электротехнического завода “Энергия” - технологические системы обеспечения качества напряжения, оптимизации режимов работы электрических сетей РАО “ЕЭС России” по реактивной мощности, снижения технологических потерь электроэнергии на ее транспорт”.

В работе семинара участвовали:

РАО “ЕЭС России”; Янтарьэнерго, г. Калининград; Смоленскэнерго, г. Смоленск; Пермьэнерго, г. Пермь; Пензаэнерго, г. Пенза; Ставропольэнерго, г. Ставрополь; Оренбургэнерго, г. Оренбург; Ростовэнерго, г. Ростов; Ярэнерго, г. Ярославль; Новосибирскэнерго, г. Новосибирск; Воронежэнерго, г. Воронеж; Карелэнерго, г. Петрозаводск; Кировэнерго, г. Киров; Башкирэнерго, г. Уфа; Тамбовэнерго, г. Тамбов; Калугазэнерго, г. Калуга; Ленэнерго, г. Санкт-Петербург; ЭСП, г. Москва; ВЭИ, г. Москва; НТЦ ВЭИ, г.Тольятти; ВНИИЭ, г. Москва; МЭС Северо-запада, г. Новгород; МЭИ (Смоленский филиал); Минэнерго Казахстана, г. Алма-Ата; Алма-Атинское предприятие электрических сетей, г. Алма-Ата.

На семинаре заслушаны сообщения:

1. Начальника Департамента электрических сетей РАО “ЕЭС России” Ю.А.Дементьева, начальника службы оптимизации электрических режимов ЦДУ “ЕЭС России”, канд.техн.наук М.Г.Портнова “Общие проблемы стабилизации уровней напряжения, качества напряжения, оптимизации режимов работы электрических сетей РАО “ЕЭС России” по реактивной мощности, снижению технологических потерь электроэнергии на ее транспорт”.

2. Чл.-кор. РЕАН Г.А.Евдокунина “Компенсация реактивной мощности и стабилизации напряжения в узлах нагрузки распределительных электрических сетей с помощью управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов”.

3. Научного консультанта раменского завода “Энергия”, доктора техн.наук А.М.Брянцева “Управляемые подмагничиванием шунтирующие реакторы РТУМ-25000/110”.

4. А.М.Брянцева, Г.А.Евдокунина “Заземляющие дугогасящие устройства РУОМ-480/11 для компенсации тока замыкания на землю и ограничения перенапряжения в электрической сети 6-10 кВ”.

5. Ведущего конструктора раменского завода “Энергия”, канд. техн. наук М.Х.Зитхермана, зам. директора НИЦ АО РОСЭП А.С.Лисовца “Антирезонансные трансформаторы напряжения 6-10-35 кВ”.

6. Г.А.Евдокунина “Защита сетей 6-10 кВ от токов замыкания на землю и перенапряжений с помощью резистивного заземления нейтрали”.

7. Зав.лабораторией ВНИИЭ, канд.техн.наук Л.И.Брауде “Надежность ВЧ заградителей в сетях 110-750 кВ”.

8. Гл. Инженера раменского завода “Энергия” А.П.Макарова, гл. специалиста Департамента электрических сетей РАО ЕЭС России Н.М.Чутчева.

Докладчики и участники семинара пришли к мнению, что в основной своей номенклатуре продукция Раменского электротехнического завода отвечает целям повышения качества, надежности и оптимизации режимов электрических сетей. Значительная доля производимой продукции, например, измерительные трансформаторы напря-

жения серии НАМИ или высокочастотные заградители серии ВЗ с новыми элементами настройки выпускаются только этим заводом.

В короткие сроки (за 1 год) освоены производство, комплектная поставка, наладка и гарантийное обслуживание управляемых подмагничиванием дугогасящих реакторов с электронной системой управления для автоматической компенсации емкостных токов замыкания на землю в сети 6-10 кВ. В кооперации с АО “Запорожтрансформатор” подготовлен к производству и комплектной поставке управляемый подмагничиванием шунтирующий реактор 25000 кВ·А, 110 кВ с тиристорным преобразователем, электронной системой управления, шкафом релейной защиты и прочим сопутствующим оборудованием.

Производственная база Раменского электротехнического завода и сложившаяся система связей с разработчиками (лаборатория управляемых реакторов СФ МЭИ), научными (ВЭИ, НТЦ ВЭИ в г. Тольятти, Санкт-Петербургский ГТУ) и проектными организациями (ЭСП) позволяют приступить к поставке необходимого оборудования и вводу в эксплуатацию электротехнических комплексов для стабилизации напряжения, повышения пропускной способности и снижения потерь в электрических сетях класса 500 кВ на базе управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов 60000/500 Запорожского трансформаторного или Московского электротехнического завода.

Осваиваемое Раменским электротехническим заводом оборудование применимо также для создания технологии стабилизации уровней напряжения в электрических сетях класса 500-1150 кВ регулируемым изменением тока намагничивания автотрансформаторов серии АОДЦН путем подмагничивания магнитных систем последних постоянным током.

Участники семинара решили:

1. Рекомендовать раменскому электротехническому заводу “Энергия” расширение выпускаемой номенклатуры изделий:

- трансформаторов напряжения серии НАМИ - до 110 кВ;
- высокочастотных заградителей ВЗ - до 4000 А/1150 кВ;
- дугогасящих управляемых реакторов серии РУОМ - 2000 кВ·А/35 кВ.

2. Поддержать предложение раменского электротехнического завода “Энергия” по созданию межведомственной комиссии для приемки головного образца управляемого реактора 25000/110 кВ и выработки рекомендаций по их применению на подстанциях и линиях класса 110 - 330 кВ РАО “ЕЭС России”.

3. Подготовить предложения в РАО “ЕЭС России” по организации производства сопутствующего оборудования для комплектной поставки и вводу в эксплуатацию электротехнических комплексов стабилизации напряжения и снижения потерь в электрических сетях 500-1150 кВ на базе управляемых подмагничиванием реакторов типа РУОДЦ-60000/500 и автотрансформаторов серии АОДЦН.

Информация для справок по семинару:

тел. 8-096-46-3-93-59.

140106, Московская обл.,

г. Раменское, ул. Левашова, д. 21.

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ДЛЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ЗАО "КОМПЭЛ" более четырех лет специализируется на продаже электронных компонентов для разработки, производства и ремонта электронного оборудования.

На складах фирмы постоянно в наличии **более 10000 наименований различных электронных компонентов: микросхем, транзисторов, конденсаторов, реле и других изделий зарубежного и отечественного производства.**

Являясь дистрибьютором в России ряда зарубежных производителей электронных компонентов, ЗАО "КОМПЭЛ" имеет возможность регулярно поставлять продукцию этих фирм по низким ценам.

International Rectifier одна из фирм, официальным дистрибьютором в которой является ЗАО "КОМПЭЛ", производит:

- Полевые транзисторы и модули;
- IGBT- транзисторы и модули;
- Быстрые защитные диоды;
- Диоды Шоттки ;
- Интегральные схемы управления транзисторами (драйверы);
- Микроэлектронные реле.
- Силовые модули

International Rectifier является признанным лидером в области производства мощных микроэлектронных приборов на мировом рынке. Компания комплексно рассматривает вопросы преобразования энергии, для чего выпускает законченный ряд компонентов. Их ассортимент достаточен для создания вторичных источников питания, устройств электронного пуска люминесцентных и галогеновых ламп, сварочного оборудования, схем управления электрическими двигателями, приводами, механизмами и т.д.

Продукция компании аттестована по международному стандарту ISO 9000 (ГОСТ 40. 9001-88).

В настоящее время ЗАО "КОМПЭЛ" имеет самый большой склад продукции **International Rectifier** в России, включающий в себя более 500 наименований и осуществляет техническую поддержку, обеспечивая по всей номенклатуре каталогами, справочными листами и рекомендациями по применению.

109044 МОСКВА, А/Я 19
тел.(095) 243-5478, 921-1725
факс (095) 923-6442, 243-5546
E-mail: compel@compbb.msk.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 27.11.97. Подписано в печать 15.01.98. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 29

Макет выполнен и отпечатан в АО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая-Спасская, 1/2, к. 3

Правила оформления рукописей статей

1. Статья не должна превышать 12 страниц текста, отпечатанного на машинке через 2 интервала с полями 2—3 см, и иметь не более 5 рисунков.

К статье должна быть приложена аннотация (2—3 предложения).

2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации.

3. Желательно, чтобы число авторов не превышало пяти. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть четко вписаны от руки в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) — двумя черточками сверху. 0 (нуль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. вычеркиваются тушью на плотной бумаге или кальке. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. В статье должны быть: постановка задачи, собственно содержание работы, показана достоверность результатов, выводы, рекомендации, в которых в лаконичной форме излагают результаты работы и предложения автора.

8. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также мало распространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

9. Статья должна быть подписана авторами. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты.

10. Статью следует высылать в редакцию простой или заказной бандеролью.

11. К статье можно приложить дискету с набранным текстом в одной из предлагаемых программ: LEXICON, WORD 2.1—6.1, ADOBE PAGEMAKER 5.0—6.51.

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие) и 88802 (подписка на весь 1998 г.).

Подписаться на журнал можно также и в редакции журнала по адресу, Москва, Зоологическая ул., д. 11, комн. 213, тел. 254-11-52.

В редакции можно купить и отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника"

предлагает услуги

по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

ПРИГЛАШЕНИЕ (УВЕДОМЛЕНИЕ)

Наблюдательный Совет АООТ "Электропривод" уведомляет своих акционеров (согласно списку, составляемому на основании данных реестра на 10 февраля 1998 г.) о проведении очередного годового общего собрания акционеров, которое состоится 7 апреля 1998 г. Начало с 14 часов, в помещении АООТ по ул. Садовой Спасской, д. 1/2 кор.3 г. Москва.

ПОВЕСТКА ДНЯ:

1. Подтверждение полномочий Счетной комиссии на очередной год.
2. Отчет Наблюдательного Совета АООТ "Электропривод"; баланс, счет прибыли и убытков за 1997 г. Задачи до конца 1998 г.
3. Отчет Ревизионной комиссии за 1997 г. (с учетом заключения Аудитора).
4. Утверждение предложений Наблюдательного Совета по дивидендам.
5. Избрание Наблюдательного Совета.
6. Избрание Ревизионной комиссии.
7. Подтверждение полномочий Аудитора на очередной год.

Наблюдательный Совет