

Анализ магнитоэлектрических машин с преобразованием энергии на высшей гармонике поля якоря

СМИРНОВ А.Ю.

Рассмотрены схемы обмотки якоря, конструктивные схемы индуктора и методы расчета магнитоэлектрических машин, для преобразования энергии в которых используется одна из высших гармоник поля якоря. Использование высшей (третьей, пятой или зубцовой) гармоники для преобразования энергии в магнитоэлектрических машинах с ограниченным числом пазов на статоре позволяет увеличить относительную радиальную длину воздушного зазора, приблизить за счет этого форму поля в зазоре к синусоидальной, а также снизить неблагоприятное действие реактивных моментов, обусловленных поперечной реакцией якоря. Переход к рабочей гармонике выше первого порядка можно рассматривать и как способ сокращения длины вылета лобовых частей путем размещения сосредоточенных катушек, стороны которых находятся в соседних пазах, без чрезмерного уменьшения значения обмоточного коэффициента. Практическая возможность и целесообразность применения магнитоэлектрических машин с преобразованием энергии на третьей гармонике поля якоря получили подтверждение при использовании их в ответственных механизмах систем автоматики энергетических установок.

Ключевые слова: магнитоэлектрическая машина, постоянные магниты, якорь, индуктор, обмотка, высшие гармоники, преобразование энергии

При разработке магнитоэлектрических машин с минимальным уровнем пульсаций момента и мощности, как и других двигателей и генераторов переменного тока, весьма важно обеспечить плавное распределение МДС и магнитного потока в зазоре. Стандартный подход при решении этой проблемы предусматривает подавление высших гармоник путём увеличения числа катушек в катушечных группах и укорочения их шага. В пределе шаг может быть равным единице ($y=1$), т.е. в этом случае обмотка состоит из катушек, стороны которых лежат в соседних пазах. Такое решение позволяет до минимума сократить вылет лобовых частей и упростить технологию изготовления и укладки катушек в открытые и полуоткрытые пазы сердечника, однако при малом числе полюсов влечёт за собой существенное ухудшение массогабаритных показателей из-за низкого значения обмоточного коэффициента.

С другой стороны, не всегда возможно выполнить достаточное число пазов под обмотку в магнитопроводе статора по технологическим причинам, что особенно касается герметичных [1] и малогабаритных машин. Оправданным решением в этих условиях может стать отказ от преобразования энергии на первой гармонике магнитного поля в зазоре и использование одной из высших гармоник, в частности третьей. При этом решении схема обмотки должна быть изменена с тем, чтобы обеспечить приемлемое значение обмоточного коэффициента для высшей гармоники. Это требование можно выполнить даже при использовании кату-

шек с минимальным шагом по пазам, т.е. равным зубцовому делению ($y=1$). Оно приближает шаг по рабочей высшей гармонике к диаметральному шагу и позволяет сохранить упомянутые выше преимущества по компоновке лобовых частей и статора в целом. При ограниченном числе пазов значение q (пазы на полюс и фазу) не может быть большим. Допустимо дробное его значение, в том числе меньше единицы ($q < 1$), с числом зубцов магнитопровода якоря, на 20–30% большим или меньшим числа полюсов (рис. 1, а и б соответственно). Применение дробных обмоток, как известно, позволяет повышать порядки зубцовых гармонических ЭДС и

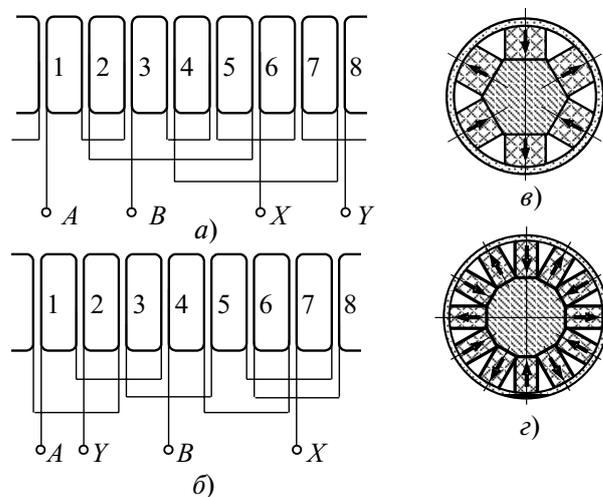


Рис. 1. Схемы обмотки якоря (а, б) и конструкции магнитоэлектрического индуктора (в, з) для работы на третьей гармонике поля якоря

улучшать за счёт этого форму результирующей кривой потока в зазоре.

Машина с обмоткой на рис. 1,а [2] комплектуется шестиполосным магнитоэлектрическим индуктором на роторе (рис. 1,в), на рис. 1,б – двенадцатиполосным индуктором (рис. 1,г). Обмотки имеют нечётный знаменатель дроби, $q=2/3$ и $1/3$ и не содержат гармоник чётных порядков. Первая обеспечивает подавление полей первой и зубцовых гармоник, увеличивая долю третьей гармоники в общей МДС, а параметры второй (рис. 1,б) для этих гармоник идентичны (см. таблицу, обмоточный коэффициент дробных обмоток определён путём построения многоугольников МДС – диаграмм Гёрреса [3]).

Параметр	Значения в схемах	
	рис. 1,а	рис. 1,б
Коэффициент укорочения по первой гармонике по рабочей гармонике ($n=3$)	0,383	0,7071
	0,924	0,7071
Обмоточный коэффициент по первой гармонике по рабочей гармонике	0,1464	0,7071
	0,8535	0,7071

Общим недостатком обмоток с $q < 1$ является присутствие гармоник дробных порядков с большими амплитудами [4], которые могут увеличивать добавочные потери в полюсных наконечниках индуктора. Средство борьбы с ними – выполнение полюсных наконечников шихтованными с целью уменьшения потери от вихревых токов или полный отказ от полюсных наконечников на роторе, что дополнительно позволит исключить и потери от дробных гармоник на гистерезис, хотя и может при этом стимулировать локальное размагничивание магнитов в области их внешних углов.

Анализируя конструкции переменного-полюсных магнитоэлектрических машин с возбуждением со стороны ротора, для работы на высших гармониках МДС можно рекомендовать следующие магнитные системы: индуктор с составным звездообразным магнитопроводом; индуктор с участками локального насыщения на границах полюсных делений [5]. Первый индуктор содержит радиально намагниченные магниты и легко может быть изготовлен с немагнитной гильзой вместо полюсных наконечников, как на рис. 1,в и г, а магнитопровод второго изготавливается из листов электротехнической стали. Относительно малая индуктивность фаз обмотки якоря в первой конструкции и наличие ферромагнитных путей рассеяния магнитного потока во второй конструкции ротора служат определённой защитой магнитов от полного или частичного раз-

магничивания при воздействии полей якоря, обусловленных токами форсированных режимов и максимальных (ударных) токов короткого замыкания.

Катушки с шагом $y=1$ укладывают в открытые пазы статора. При таком решении наложение реактивной составляющей момента искажает форму угловой характеристики двигателя. Особенно сильно искажение проявляется в случае наличия магнитомягких полюсных наконечников на роторе, когда велика доля поперечного потока (рис. 2).

Для подавления гармоник высших порядков и реактивных моментов, обусловленных зубчатостью статора, воздушный зазор следует увеличивать, а падение магнитного напряжения, обусловленное этим увеличением, компенсировать применением высококоэрцитивных постоянных магнитов на основе сплавов РЗМ, ферритов бария или стронция.

При использовании ферритов, у которых значение коэрцитивной силы по индукции H_{cb} обычно находится в пределах 200–300 кА/м, в машинах с зубчатым статором следует выбирать зазор d не менее $1/10$ – $1/15$ зубцового деления статора t_z . Влияние повышенного магнитного сопротивления зазора при этом в значительной мере сглаживается магнитным сопротивлением собственно постоянных магнитов, весьма большим в упомянутых группах магнитотвёрдых материалов.

Эти магниты обладают прямолинейной характеристикой размагничивания в области второго квадранта. Максимум их удельной магнитной энергии приходится на середину прямой магнитного возврата, которая совпадает с характеристикой размагничивания, поэтому индукцию в зазоре целесообразно предварительно выбрать, используя соотношение

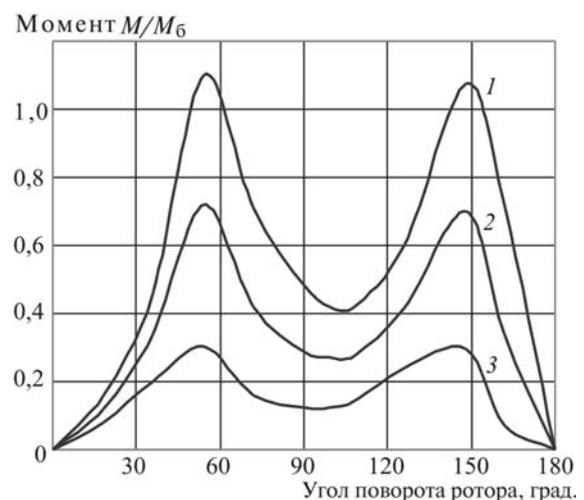


Рис. 2. Угловые (статические) характеристики магнитоэлектрического двигателя с магнитомягкими полюсными наконечниками на роторе при $d/t_z=1/110$ и значениях тока якоря $i_1 > i_2 > i_3$

$$B_d = K_{\text{пм}} \frac{B_r}{2}, \quad (1)$$

где B_r – паспортное значение остаточной индукции магнитотвёрдого материала; $K_{\text{пм}}$ – коэффициент, определяемый отношением площади магнитов к площади полюсных наконечников ротора у зазора; для ротора (индуктора) с составным звездообразным магнитопроводом без полюсных наконечников $K_{\text{пм}} = 1$, при наличии полюсных наконечников и для индуктора с участками локального насыщения на границах полюсных делений $K_{\text{пм}} = 0,85, 0,95$.

При проектировании тахогенераторов и генераторов с ёмкостной стабилизацией фазное напряжение и ЭДС можно приравнять:

$$E_0 = U_{\text{ном}}, \quad (2)$$

тогда диаметр ротора и число витков в фазе окажутся связанными между собой зависимостью:

$$D^2 = \frac{pU_{\text{ном}}}{1,11pK_{\text{пм}}a_d l \eta K_{\text{обн}} w_1 B_r}, \quad (3)$$

где n – номер рабочей гармоники; p – число пар полюсов индуктора; f – частота сети; a_d – расчётный коэффициент полюсного перекрытия; l – отношение диаметра ротора к аксиальной длине зазора; $K_{\text{обн}}$ – обмоточный коэффициент для рабочей гармоники; w_1 – число витков фазы обмотки якоря.

Зависимость (3) вытекает из уравнения для ЭДС фазы обмотки:

$$E_0 = \frac{2p}{\sqrt{2}} \eta w_1 K_{\text{обн}} F_m, \quad (4)$$

где полный поток возбуждения (на один полюс магнитной системы ротора)

$$F_m = K_{\text{пм}} \frac{B_r}{2} \frac{pD^2 l a_d}{2p}. \quad (5)$$

Манипулируя отношением l , можно оценить базисные размеры с учётом возможных ограничений. Одним из ограничений является условие размещения магнитов внутри окружности ротора с диаметром D , обеспечивающих необходимую линейную нагрузку A . Во избежание размагничивания она должна несколько превышать таковую со стороны статора при максимально возможном токе якоря в условиях воздействия эксплуатационных перегрузок по току:

$$A = \frac{2pH_{cb} l_M K_{3M}}{pD} = \frac{2mw_1 I_{\text{max}}}{p(D+2d)}, \quad (6)$$

где H_{cb} – коэрцитивная сила магнитотвёрдого материала по индукции; l_M – общая длина магнитов с полюсными наконечниками (если они присутствуют) в направлении одной силовой линии поля возбуждения; p – число пар полюсов, образованных магнитами индуктора на роторе ($p = \eta p_1$); I_{max} – амплитуда максимального тока фазы обмотки якоря при протекании форсированных токов (в двигателе) или тока ударного короткого замыкания (в генераторе); K_{3M} – коэффициент запаса МДС магнитов индуктора, принимаемый для обеспечения их устойчивости к размагничиванию меньшим единицы на 5–10%.

С другой стороны, линейную нагрузку следует связать с требуемым моментом или мощностью, выделив её из известных соотношений для машинной постоянной (Арнольда) [6]:

$$C_A = \frac{D^3 W}{lP} = \frac{2}{pa_d K_B K_{\text{обн}} A B_d}, \quad (7)$$

где W – синхронная частота вращения, рад/с; P – расчётная мощность, Вт; K_B – коэффициент формы поля, равный 1,11.

Из совместного решения (3), (6) и (7) определяются размеры и параметры D , l , l_M , w_1 . С учётом этой процедуры можно предложить достаточно универсальный алгоритм проектирования магнитоэлектрических машин, область применения которого распространяется на любые магнитные системы ротора с прямолинейной характеристикой размагничивания магнитов.

Сначала выбираются схема обмотки якоря и конструктивная схема индуктора с постоянными магнитами на роторе, а также марка магнитов. Сделанный выбор определяет значения $K_{\text{обн}}$, $K_{\text{пм}}$, H_{cb} , B_r (а значит и B_d). Расчётные мощность P или момент $M = P/W$ зависят от соответствующих номинальных величин, которые являются исходными данными технического задания. Максимальное значение фазного тока I_{max} в цепи якоря определяется параметрами используемого преобразователя или пускозащитной аппаратуры.

После совместного решения (3), (6) и (7) по линейной нагрузке и назначенной плотности тока вычисляются пазовая МДС $F_{\text{паз}}$, необходимая для получения требуемых значений расчётной мощности или момента, и площадь $S_{\text{пр}}$, занятая проводниками обмотки в пазу:

$$F_{\text{паз}} = \frac{pDAK_{\text{н}}}{Z_1}, \quad (8)$$

$$S_{\text{пр}} = \frac{4d_{\text{из}}^2 F_{\text{паз}}}{pd_{\Gamma}^2 K_3 j}, \quad (9)$$

где K_H – коэффициент насыщения, из-за наличия в магнитной цепи линейных проводимостей высококоэрцитивных магнитов с проницаемостью, близкой к магнитной проницаемости воздуха, значение коэффициента весьма близко к единице; Z_1 – число пазов обмотки якоря, установленное на стадии выбора её схемы; $d_{из}$ – диаметр изолированного обмоточного провода; d_r – диаметр провода без изоляции; K_3 – коэффициент заполнения проводниками свободной от изоляции площади паза, принимаемый значения, рекомендованные для выпных или катушечных обмоток электрических машин [6]; j – плотность тока в обмотке, соответствующая номинальному току якоря.

С учетом формы пазов статора и спецификации изоляции определяется радиальная длина обмотанной части зубцов статора $h_{обм}$ в виде корня квадратного уравнения [7]:

$$h_{обм} = \frac{\frac{\infty}{10^9}}{\frac{ac}{e}} \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - \frac{ac}{e}} \quad (10)$$

Коэффициенты a , b и c представляют собой, соответственно квадратичную, линейную и независимую функции площади проводов и изоляции в пазу от его высоты.

После решения (10) определяются высота пазов и зубцов, радиальный размер ярма и внешний диаметр. При небольшой сравнительно с зазором относительной длине полюсного деления машина (рис. 1), спроектированная для работы на третьей гармонике, приближается по соотношению индуктивных параметров к неявнополюсной – обеспечивает синусоидальную форму угловых характеристик и эффективное подавление высших гармоник в кривых ЭДС и выходного напряжения. С увеличением зазора и отсутствием полюсных наконечников на роторе несколько снижаются удельные показатели по максимальному моменту и мощности, однако гармонический спектр потока в зазоре обуславливает достижение более важных эксплуатационных показателей, таких как предсказуемость динамических характеристик, отсутствие вибраций и плавность движения ротора в дискретном (шаговом) приводе.

Традиционные методы поверочного расчёта магнитной цепи не в полной мере пригодны для машин с небольшим числом зубцовых делений статора, не кратным числу полюсов индуктора, поскольку предполагают выделение в модели одного полюсного деления статора и одного полюсного деления ротора. При различной их протяжённости использование однополюсной или двухполюсной модели неизбежно приведёт к неучету потока через границы расчётных областей, что может стать при-

чиной существенных погрешностей. Следовательно, в поверочном расчёте необходимо воспроизвести всю магнитную цепь статора и ротора. Наиболее подходящими для этого являются метод конечных элементов (сеточный) и метод проводимостей зубцовых контуров (МПЗК), применяемый для машин с магнитоэлектрическим индуктором [8]. Последний метод более прост при инженерных расчётах трёхмерных моделей, например одноимённо-полюсных двигателей и генераторов индукторного типа.

При гармоническом законе изменения потокосцепления достаточно выполнить расчёт магнитной цепи только для одного положения ротора – максимального потокосцепления фазы обмотки якоря с полем возбуждения $\Phi_{ам}$. В машине (схема на рис. 1,а) с ротором (рис. 1,б) таковым является положение, при котором ось паза, занятого катушкой только одной фазы, например паза 2 с катушечными сторонами фазы А, совпадает с границей полюсного деления ротора. На сеточной модели (рис. 3) ротор находится в положении максимального потокосцепления с фазой А; паз 2 с катушечными сторонами этой фазы изображён в самом верхнем положении (каждая катушка модели состоит из двух половин: верхней и нижней).

По найденным значениям амплитуды потокосцепления или потока взаимной индукции определяются ЭДС фазы, фазный ток, ток во внешней цепи, моментные и энергетические характеристики [9]:

$$E_m = 2pw_k K_{об} F_{ам} I_d;$$

$$X_H = R_H \operatorname{tg}(j);$$

$$b = \arccos \frac{R + R_H}{\sqrt{(X_H + X_q)^2 + (R + R_H)^2}};$$

$$R_l = R + \frac{X_d + X_q}{2} \cos(2b);$$

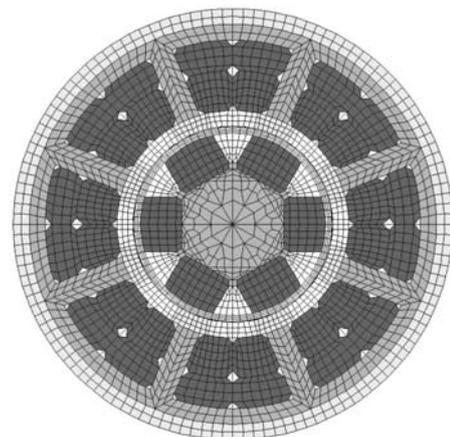


Рис. 3. Сеточная модель машины

$$X_1 = 0,5(X_d + X_q) + 0,5(X_d - X_q)\cos(2b);$$

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R_H + R_1)^2 + (X_H + X_1)^2}};$$

$$U = \frac{R_H I}{\cos(j)}; P = 3R_H I^2,$$

где R_H , X_H – активная и реактивная составляющие нагрузки; $\cos(j)$ – коэффициент мощности; X_d , X_q – индуктивные сопротивления якоря по продольной и поперечной осям; R_1 , X_1 – активная и индуктивная составляющие полного (главного) сопротивления якоря; b – угол (фазовый сдвиг) между током и ЭДС; I – действующее значение тока в фазе обмотки якоря; P – активная мощность.

Принцип преобразования энергии на высшей (третьей) гармонике поля якоря получил практическое применение в шаговом электроприводе вертикального перемещения регулирующего органа ядерного реактора. При отключении внешней цепи двигатель переходит в генераторный режим; характеристика режима – генераторная. Для стабилизации магнитного поля к обмотке подключается ёмкостная нагрузка. На низкочастотном участке характеристики ток и электромагнитный момент линейно возрастают с увеличением частоты вращения под влиянием роста ЭДС, реактивный ток в цепи является индуктивным. На более высоких частотах сказывается влияние компенсации поля реакции якоря конденсаторами, и момент возрастает более интенсивно, вплоть до максимума, при котором наступает резонанс напряжений. На этом участке характеристики, который является рабочим, электромагнитный момент уравнивает момент от массы регулирующего органа реактора, и последний опускается равномерно.

При дальнейшем разгоне ротора реактивный ток в цепи становится ёмкостным, характеристика переходит на ниспадающую ветвь вследствие роста

ёмкостного сопротивления. Эта ветвь соответствует неустойчивой работе: в теоретически возможном случае преодоления максимума электромагнитного момента под действием какого-либо случайного импульса нагрузки происходит неуправляемый разгон ротора. Для того чтобы этого не произошло, машина, как и любая другая в синхронном приводе, должна обладать достаточной кратностью максимального момента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Смирнов, А.Ю.** Исследование момента герметичной индукторной машины. – Электротехника, 2007, № 1, с. 51–55.
2. **А.с. № 1384163 (СССР).** Шаговый электродвигатель/В.С. Пронин, С.Д. Истомина, А.Ю. Смирнов, С.Л. Шашкин. – БИ, 1990, № 12.
3. **Смирнов, А.Ю.** Матричный синтез и анализ многоугольников МДС трёхфазных обмоток машин переменного тока. – Электричество, 2009, № 5, с. 42–45.
4. **Жерве Г.К.** Обмотки электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1989, 400 с.
5. **Смирнов А.Ю.** Вопросы классификации бесконтактных синхронных машин. – Электротехника, 2012, № 2, с. 6–11.
6. **Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др.** Проектирование электрических машин: Учеб. пос. для вузов/Под ред. И.П. Копылова. – М.: Энергия, 1980, 496 с.
7. **Смирнов А.Ю., Уснунц-Кригер Т.Н.** Проектирование индукторных двигателей с самовозбуждением для частотного привода. – Электричество, 2012, № 5, с. 50–56.
8. **Смирнов А.Ю.** Расчёт электрических машин с магнитоэлектрическим индуктором методом проводимостей зубцовых контуров. – Электричество, 1989, № 12, с. 18–24.
9. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980, 928 с.

Автор: Смирнов Александр Юрьевич окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института (ныне Нижегородский государственный технический университет – НГТУ) в 1980 г. Докторскую диссертацию «Силовые электрические машины систем автоматики энергетических установок» защитил в МЭИ в 2007 г. Профессор кафедры теоретической и общей электротехники НГТУ.

Magnetolectric Machines with Energy Conversion at a Higher Harmonic Component of Armature Field and Their Analysis

A.Yu. SMIRNOV

The armature winding schematic arrangements and inductor design arrangements are considered together with methods for calculating magnetolectric machines that use one of armature field higher harmonic components for energy conversion. Owing to the use of a higher (third, fifth, or tooth) harmonic component for energy conversion in magnetolectric machines with a limited number of slots on the stator it becomes possible to make the air gap with a larger relative radial length, due to which the field waveform in the gap becomes closer to a sine-wave one. In addition, the undesirable effect of reactive torques resulting from the armature reaction in the quadrature axis is reduced. The changeover for using the

working harmonic component higher than the fundamental one can be regarded as a method for decreasing the winding end-face part projection length by placing lumped coils the sides of which are in the neighboring slots, without excessively decreasing the winding coefficient. The feasibility and advisability of applying magnetolectric machines with energy conversion at the third harmonic component of armature field have been confirmed in the course of using them in the important actuators of automatic control systems of power installations.

Key words: magnetolectric machine, permanent magnets, armature, inductor, winding, higher harmonic components, energy conversion

REFERENCES

1. **Smirnov A.Yu.** *Elektrotehnika (Electrical Engineering)*, 2007, No 1, pp. 51–55.
2. **A.s. № 1384163 (SSSR).** *Shagovyi elektrodvigatel' (Stepper)*/V.S. Pronin, S.D. Istomin, A.Yu. Smirnov, S.L. Shashkin. *Byull. izobret. (Bulletin)*, 1990, No 12.
3. **Smirnov A.Yu.** *Elektrichestvo (Electricity)*, 2009, No 5, pp. 42–45.
4. **Zherve G.K.** *Obmotki elektricheskikh mashin (Windings of the electrical mashines)*. Leningrad. Publ. «Energoatomizdat», 1989, 400 p.
5. **Smirnov A.Yu.** *Elektrotehnika (Electrical Engineering)*, 2012, No 2, pp. 6–11.
6. **Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K.** *Proektirovaniye elektricheskikh mashin (Design of the electrical mashines)*. Moscow. Publ. «Energiya», 1980, 496 p.
7. **Smirnov A.Yu., Vsnunts-Krigr T.N.** *Elektrichestvo (Electricity)*, 2012, No 5, pp. 50–56.
8. **Smirnov A.Yu.** *Elektrichestvo (Electricity)*, 1989, No 12, pp. 18–24.

Author: Smirnov Aleksandr Yur'yevich (Nizhnii Novgorod, Russia) – Doctor Techn. Sci. He is a Professor of the Nizhnii Novgorod State Technical University.