

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ГЕНЕТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ

Г. Саркисян

Рассмотрены и реализованы несколько видов параллельных генетических алгоритмов (ПГА), предложен метод формирования субпопуляций, а также проведен сравнительный анализ реализованных параллельных генетических алгоритмов на оптимизационной модели синхронного явнополюсного генератора.

Используя возможности параллельного вычислителя с распределенной памятью, например вычислительного кластера, можно распараллелить генетический алгоритм (ГА), разбивая начальную популяцию ГА на несколько субпопуляций, где особи (решения задачи) в каждой субпопуляции будут развиваться отдельно от других субпопуляций. Имея в виду естественные свойства параллелизма ГА, нужно отметить, что параллельные генетические алгоритмы получили различные реализации [1,2], которые в основном отличаются различными видами миграции и формированием субпопуляций.

Рассмотрим алгоритмы, приведенные на рис. 1.

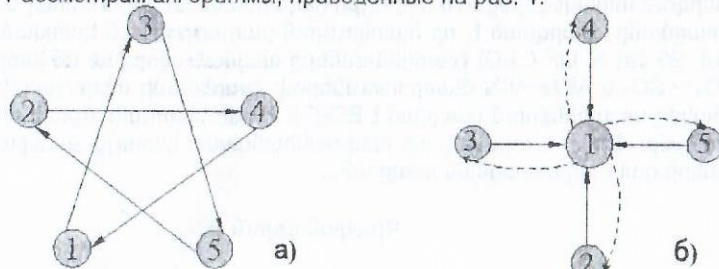


Рис. 1

В первом алгоритме (рис.1а) назовем его PGen1, посредством генерации псевдослучайных чисел формируются субпопуляции, число которых равно числу параллельно работающих процессоров P_N , в нашем случае $P_N = 5$. В каждой субпопуляции осуществляются стандартные операторы ГА [3]. В качестве критерия останова как в PGen1, так и в следующем ПГА примем минимальное значение ξ - отклонения целевой функции $F(\bar{x})$ в худшей строке среди всех подпопуляций в $t+1$ -й и t -й итерациях [3]. В данном алгоритме предлагается оператор миграции организовать следующим образом: особи мигрируют с произвольного острова на другой остров, но так, чтобы количество особей в каждой подпопуляции оставалось неизменным, например, из второго острова особи мигрируют на четвертый, а из пятого на второй, т.е. количество особей во втором острове остается неизменным.

В следующем алгоритме (рис.1б) - Pgen2 формируются субпопуляции, как в Pgen1, а оператор миграции в этом случае организуется следующим способом: мигранты собираются в одном из островов, создавая свою популяцию мигрантов, где скрещиваются, образуя новые потомки, и после селекции эта созданная популяция мигрантов разделяется между островами слу-

чайным образом.

В рассмотренных ПГА предлагается создавать начальные субпопуляции, предварительно разделив одну из осей поискового пространства на равные части, при этом каждая часть будет равна $(x_{\max} - x_{\min})/P_N$ (рис.2). Тогда каждая субпопуляция будет соответствовать своему интервалу на оси.

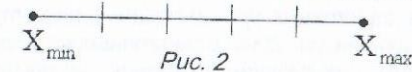


Рис. 2

Для сопоставительного анализа рассмотренных ПГА, а также методов формирования субпопуляций были проведены численные эксперименты на математической модели синхронного явнополюсного генератора мощностью 20 кВт [4]. В модели в качестве варьируемых переменных приняты: внешний диаметр статора D_a , относительный диаметр расточки статора D_i/D_a , относительная высота спинки статора $2h_a/(D_a - D_i)$, относительная ширина паза d/t и длина статора l . Задача оптимизации сводится к минимизации активного объема генератора $D_2^2 l$ при одиннадцати ограничениях типа неравенств.

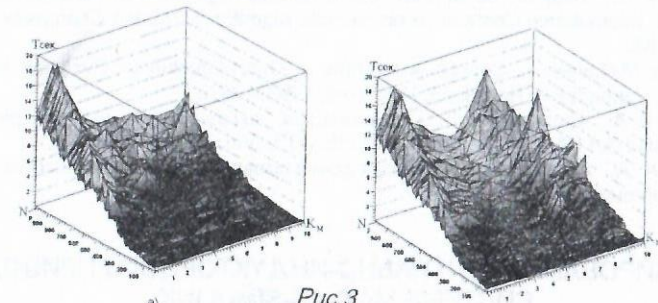
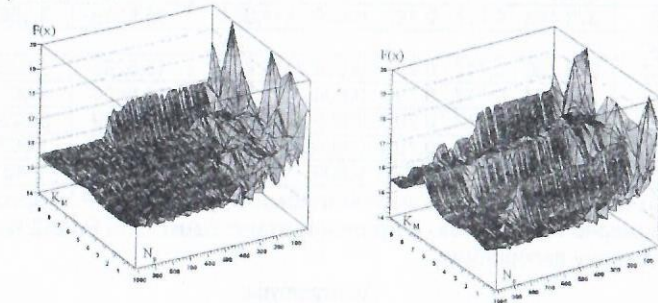


Рис. 3

На примере алгоритма Pgen2 (рис.3), приведен сравнительный анализ результатов вышеприведенных способов формирования субпопуляций при раздроблении оси x (рис.3а) и без раздробления (рис.3б), в виде зависимостей количества особей в начальной популяции N_p и коэффициенте

миграции k_M (количестве мигрантов с каждой подпопуляции) от целевой функции $F(x)$ и времени расчета T .

Из рис.3 нетрудно заметить, что при раздроблении оси x график целевой функции $F(x)$ получился более разглаженным, а время расчета принимает более низкие значения.

Была проведена адаптация управляющих параметров рассмотренных ПГА с бинарным кодированием. Для сравнительного анализа за базовые параметры были взяты следующие значения управляющих параметров: $N_p = 150$, $K_M = 2$, селекция $\Delta_C = 80\%$, мутация $M = 4\%$.

Таблица

srand	Координаты варьируемых переменных в оптимальной точке					$F(X) \times 10^3 \text{ см}^3$	T_c
	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5		
Pgen1							
1032	369.743	0.718	0.798	0.610	111.008	15.1758	3.328
25	369.768	0.719	0.796	0.610	111.332	15.2222	3.896
441	373.113	0.717	0.796	0.609	111.438	15.5136	3.848
8	369.743	0.718	0.798	0.610	111.008	15.1758	3.130
623	373.183	0.717	0.797	0.609	111.384	15.5119	3.656
Pgen2							
1032	373.236	0.717	0.797	0.609	111.438	15.5238	3.885
25	373.594	0.717	0.796	0.609	111.344	15.5406	4.007
441	373.155	0.717	0.798	0.609	111.380	15.5089	3.925
8	372.913	0.717	0.798	0.609	112.064	15.5841	3.807
623	372.914	0.717	0.798	0.609	113.501	15.7834	2.46

Судя по полученным результатам таблицы, у обоих ПГА скорость сходимости примерно одинаковая, а по точности сходимости **Pgen2** несколько уступает первому алгоритму.

Литература

1. Gordon V. S., Whitley D., Serial and Parallel Genetic Algorithms as Function Optimizers // The 5th International Conference on Genetic Algorithms, Urbana-Champaign, 1993. – P. 177-183.
2. Zbigniew Michalewicz, Genetic Algorithms + Data Structures= Evolution Programs, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1999. - 387p.
3. Терзян А. А., Саркисян Г. Г. Генетические алгоритмы принятия решения // Известия НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.-2005. – Т. L, VIII, № 1.-С. 147-153.
4. Терзян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин. –М.: Энергоатомиздат, 1983. -256с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ПРИВОДА В СИСТЕМЕ MATLAB-SIMULINK

А. Арутюнян, Г. Оганесян

Представлена модель вентильно-индукторного привода, выполненная на базе системы MATLAB-Simulink, позволяющая исследовать различные законы управления для подобных приводов. Система позволяет гибко изменять

такие параметры, как тип питания двигателя, учет насыщения магнитной цепи, изменение активного сопротивления в процессе нагрева обмоток, а также производить измерения КПД и коэффициента пульсаций двигателя. Модель совместима с оптимизационными функциями MATLAB. Результаты работы модели хорошо согласуются с экспериментальными данными.

Стремительное развитие силовой полупроводниковой техники и микропроцессорных систем управления привело к широкому распространению регулируемых электроприводов на базе асинхронных двигателей. Однако те же процессы явились причиной появления электроприводов на базе вентильно-индукторных двигателей (ВИД, в английской транскрипции – SRM – Switched Reluctance Motor), обладающих по сравнению с АД такими преимуществами, как большая простота и технологичность конструкции, холодный ротор, высокая ремонтоспособность и, наконец, стоимость производства – примерно в два раза ниже. При этом в качестве силового блока управления выступает электронный коммутатор с теми же силовыми элементами, что и для АД.

Основная проблема создания вентильно-индукторного привода (ВИП) состоит в правильном управлении ключами коммутатора в различных режимах работы. Управление должно производиться в функции углового положения ротора, то есть необходим либо датчик положения с высоким разрешением, либо система бездатчикового управления, вычисляющая угол положения ротора по косвенным (ток и напряжение фазы, данные об изменении индуктивности фазы статора от угла поворота и т.д.) данным. Управление двигателем производится изменением угла включения и проводимости обмотки – $\alpha_{вкл}$, $\alpha_{выкл}$, $\alpha_{пр}$, а также питающего напряжения U_k . Причем получение одной и той же рабочей точки характеристики возможно при различных комбинациях перечисленных параметров. Нелинейный вид характеристик ВИД затрудняет формальную разработку законов управления.

В стадии разработки новых законов и “обкатки” систем управления ВИП, их оптимизации и получения эксплуатационных характеристик наиболее целесообразно использование компьютерных моделей. Известны различные модели ВИП, выполненные на языках C++, Delphi и т.д. Модели, выполненные на алгоритмических языках, работают достаточно быстро и надежно, но, естественно, не могут быть универсальными, да и в большинстве своем представлены в виде exe-файлов. Для внесения в них изменений или необходимо хорошее знание соответствующих алгоритмических языков, при этом неизбежно возникают трудности в отладке, а в случае exe-файлов -изменения невозможны.

Для разработки имитационной модели, был выбран пакет прикладных программ системы MATLAB-Simulink. К преимуществам выбранной системы относятся простота и наглядность моделирования, большое количество встроенных вспомогательных блоков и функций, возможность использования различных оптимизационных программ. Кроме того, при необходимости Simulink позволяет встраивать блоки, написанные на языках MATLAB, C и C++. Все это делает модели достаточно гибкими для внесения изменений и использования их помимо самих создателей и другими пользователями.

При моделировании были приняты базовые уравнения, взятые из теории обобщенной машины:
для k -й обмотки двигателя:

$$u_k - i_k R_k = \frac{d\Psi_k}{dt}, \quad (1)$$

$$\Psi_k = L_k(\varphi_k, i_k) i_k, \quad (2)$$

$$M = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \frac{\partial L_k(\varphi_k, i_k)}{\partial \varphi} i_k^2, \quad (3)$$

а также уравнение движения:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4)$$

где u_k – напряжение питания k -й фазы; i_k – ток k -й фазы; L_k – индуктивность k -й фазы (если не учитывать насыщение, зависит только от угла поворота φ_k); Ψ_k – потокосцепление k -й фазы; M – момент двигателя; M_c – момент сопротивления (возможен учет сил трения), m – число фаз двигателя, ω – угловая скорость.

На рис. 1 представлена общая блок-схема модели:

- блок Subsystem3 представляет собой модель ВИД (система уравнений 1 – 4);
- блок Source – источник питания (может работать от угла положения или индуктивности ротора; одна из возможных схем включения – несимметричная однополярная схема с обратными диодами);
- блок Load симулирует нагрузку двигателя (нагрузка, зависящая от скорости, смоделирована внутри блока Subsystem3);
- блоки Torque-ripple и Efficiency позволяют измерять коэффициент пульсаций и к.п.д. двигателя;
- блоки Scope – Scope4 позволяют получать зависимости от времени момента, скорости, напряжений питания, токов фаз а также индуктивностей фаз и их производных.

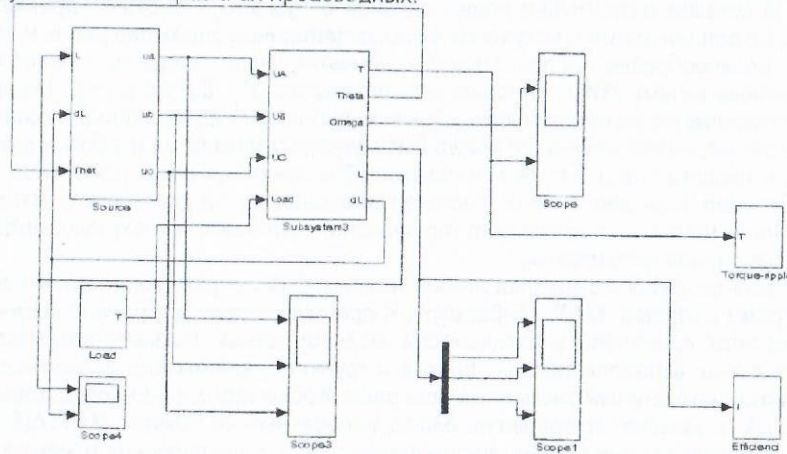


Рис. 1

Изменение индуктивностей фаз от угла поворота ротора двигателя предусмотрено в блоке двигателя (Subsystem3). При этом возможно как косинусоидальное, так и кусочно-линейное представление кривых.

На рис.2 а и б приведены обобщенные блок-схемы источника питания и двигателя.

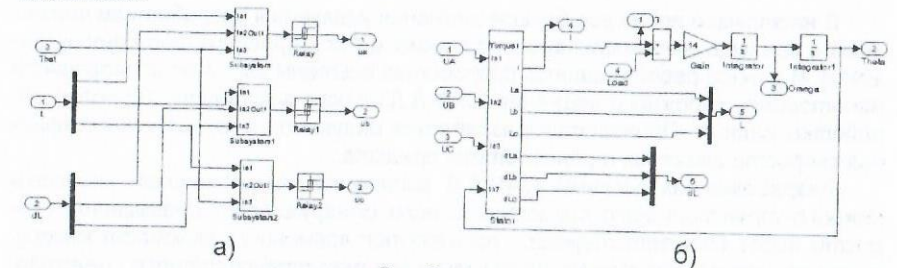
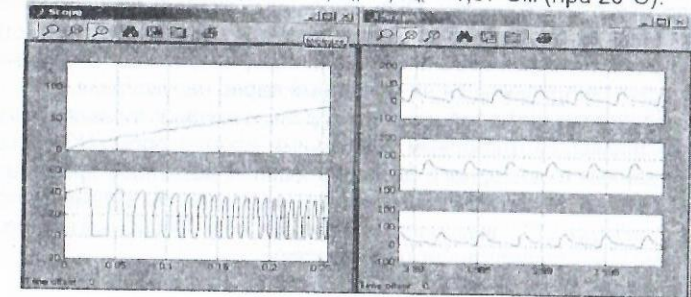


Рис. 2

На рис. 3 а и б приведена кривая старта ($M(t)$, $\omega(t)$) и токов фазы установившегося режима для двигателя типа EMS-71:

$m = 3$; $U = 300$ В; $P_n = 0,75$ кВт; $n_n =$; $R_k = 1,87$ Ом (при 20°C).



а)

Рис. 3

б)

Полученные кривые хорошо согласуются с экспериментальными данными из зарубежной технической литературы. В настоящее время на модели отрабатываются оптимальные способы управления ВИП, а также ведется сборка экспериментальной установки, реализующей полученные алгоритмы управления.

Литература

1. Чуликин М., Ключев В., Сандлер А. Теория автоматизированного электропривода. - М., 1979.
2. Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K. Sensorless Control of AC Motor Drives //IEEE Press, 1996.
3. Tomaczewski K., Wach P. Control characteristics for quasi-optimal operation of switched reluctance motors //Electrical Engineering 85. - 2003.

К ВОПРОСУ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ АВТОМОБИЛЕЙ И СТАТИСТИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ТРАНСПОРТНОГО ПОТОКА

Арт. Кардашян

В настоящее время все больше внимания уделяется разработкам технических средств автоматизации контроля и регулирования дорожного движения. В данной работе дается разработка системы автоматизированного мониторинга дорожного движения (САМДД) с использованием цифровой обработки данных. Приводится разработка индукционного датчика измерения скорости движения транспортных средств.

Разработанная система САМДД автоматически измеряет скорость каждого транспортного средства и, если обнаруживает превышение скорости через соответствующий промежуток времени t , включает камеру, которая записывает идентификационный номер транспортного средства. Далее данные поступают в блок обработки информации, где специальными алгоритмами распознавания определяется транспортное средство, проверяется наличие других штрафов с базой данных ГИБДД, рассчитывается степень превышения скорости. Окончательный штраф записывается в базу данных ГИБДД. Затем печатается акт о нарушении правил дорожного движения, прикрепляются объективные данные, полученные с камеры и датчиков, которые отправляются на почтовый адрес нарушителя.

Блок обработки информации и контроль движения транспортных средств осуществляется цифровым сигнальным процессором (ЦСП), который принимает данные с сенсорного блока в реальном масштабе времени и обрабатывает ее соответственно алгоритму, заложенному в памяти программ ЦСП. Архитектура ЦСП включает следующие периферийные интерфейсы:

- параллельный периферийный интерфейс;
- последовательные порты;
- последовательный периферийный интерфейс;
- таймеры общего назначения;
- универсальный асинхронный приемник-передатчик;
- часы реального времени;
- сторожевой таймер;
- порт ввода/вывода общего назначения (программируемые флаги).

Эти периферийные устройства соединены с ядром несколькими шинами с высокой пропускной способностью [1], что позволяет использовать данный процессор для обработки информации дорожного движения в реальном масштабе времени.

ЦСП осуществляет также управление камерой наблюдения и распознавания полученного изображения. В настоящее время известны алгоритмы распознавания изображения [2]. В качестве камеры наблюдения можно использовать широко распространенные устройства чтения штрих-кодов, но при этом необходимо прикрепить на транспортные средства соответствующие штрих-коды (например, при обязательной страховке, тем самым, выявляя транспортные средства, эксплуатируемые без обязательной стра-

ховки). Такие штрих-коды должны включать в себя полную информацию о транспортном средстве и его владельце.

Датчик измерения скорости. Известно, что сенсорный блок САМДД представляет собой блок первичных преобразователей. К этим первичным преобразователям относятся датчики измерения скорости движения транспортных средств, датчики измерения состава концентративных веществ, датчик измерения шума транспортного средства и т.д. **Нами разработан индукционный бесконтактный датчик измерения скорости.** Принцип работы датчика основан на законах электромагнитной индукции. А именно ЭДС индукции в замкнутом контуре равна скорости изменения магнитного потока Φ , пронизывающего контур, взятой со знаком минус:

$$\varepsilon = - \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}, \quad (1)$$

где ε - ЭДС индукции в замкнутом контуре.

Другой причиной возникновения ЭДС в проводящем контуре является сила Лоренца, т.е. сила, действующая на движущийся заряд в магнитном поле. Эта сила, как известно, определяется в виде

$$F_L = qvB \sin \alpha, \quad (2)$$

где q - величина заряда; v - скорость движения заряда; B - модуль вектора магнитной индукции в котором движется заряд; α - угол между векторами \vec{v} и \vec{B} . Направление силы Лоренца определяется известным правилом левой руки.

Под действием силы (2) свободные электроны в проводнике перемещаются так, что один конец проводника заряжается отрицательно, а другой - положительно. Это происходит до тех пор, пока возникающее из-за смещения электронов электрическое поле не начинает действовать на электроны кулоновской силой, равной по величине и противоположной по направлению силе Лоренца. Таким образом действие, силы Лоренца на свободные заряды, движущиеся в магнитном поле, приводит к возникновению ЭДС индукции.

Пусть вектор \vec{v} перпендикулярен вектору \vec{B} . Учитывая, что напряженность наведенного в проводнике электрического поля равна

$$E = \frac{F_L}{q} = -vB, \quad (3)$$

а ЭДС индукции определяется

$$\varepsilon = EI, \quad (4)$$

то, подставляя (3) в (4), получим

$$\varepsilon = -vBI = - \frac{\Delta x}{\Delta t} BI = - \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}. \quad (5)$$

Но в данном случае под $\Delta \Phi$ понимается не величина изменения во времени магнитного потока, пронизывающего контур (как в законе электромагнитной индукции), а величина магнитного потока пересекаемого движу-

щимся проводником за время Δt . Именно это явление пересечения проводником линий магнитной индукции лежит в основе датчика бесконтактного измерения скорости движения транспортных средств.

Датчик представляет собой магнитный стержень 1, на котором намотаны две индукционные катушки (I и II соответственно), находящиеся на некотором определенном расстоянии S друг от друга, как показана на рис.

Датчик устанавливается в направлении движущегося потока по указанной на рис. стрелке, то есть транспортное средство сначала пересекает индукционную обмотку I, а затем – II.

При пересечении движущегося проводника (транспортного средства) с индукционной катушкой I находящейся в магнитном поле, на концах обмотки генерируется ЭДС, согласно законам электромагнитной индукции.

Компаратор Комп1 выявляет моменты генерации ЭДС и подает сигнал «start» на вход счетчика, который рассчитывает время до получения сигнала «stop». Сигнал «stop» подается компаратором Комп2, который выявляет момент пересечения движущегося проводника со вторым индукционным датчиком II.

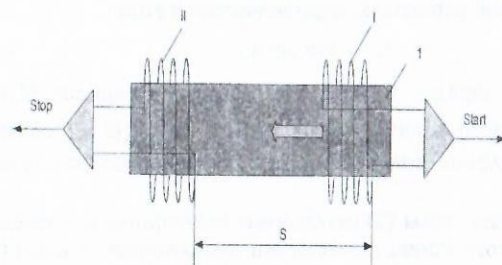


Рис.

Тем самым, счетчик регистрирует время, за которое движущийся проводник (транспортное средство) прошел расстояние S . Далее скорость рассчитывается согласно известной формуле.

$$v = \frac{S}{t} \quad (6)$$

Конструктивно такой датчик может быть выполнен в виде кабеля, который легко можно прикрепить под поверхность движущейся части (под асфальтным покрытием) в центральной части каждой полосы движения.

Полученный результат поступает с датчика на вход цифрового сигнального процессора, где осуществляется обработка информации. В случае выявления нарушения осуществляется опознание нарушителя по соответствующим алгоритмам, заложенным в программной памяти сигнального процессора.

Литература

1. Данилов А. Современные цифровые процессоры обработки сигналов // Электронные компоненты. -2003. № 4. -С. 23–34.
2. Рудаков П.И., Сафонов В.И. Обработка сигналов и изображений. - М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000. - 416 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Э. Акоюн, Г. Питкевич, В. Овсепян

Опыт эксплуатации электроприводов транспортных средств показывает, что с учетом основных требований, предъявляемых к современному тяговому электроприводу (ТЭП), наиболее приемлемым типом двигателя для подобных систем является асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором. К этим требованиям прежде всего относятся: минимизация массогабаритных показателей, простота и удобство в эксплуатации, высокая надежность, экологическая чистота, низкий уровень шума [1].

Типовая структурная схема универсального тягового электропривода на базе асинхронного короткозамкнутого двигателя состоит из самого двигателя, преобразователя частоты (инвертор тока или напряжения с широтно-импульсной модуляцией), микропроцессорной системы управления (МПСУ), а также датчиков тока, напряжения и скорости.

Повышенная производительность МПСУ позволяет регулировать асинхронным электроприводом на основе векторного управления [2]. Основная идея векторного управления (ВУ) заключается в улучшении регулировочных свойств АД за счет реализации математической модели эквивалентной ей двухфазной машины. С этой целью разработана математическая модель системы ВУ АД, структурная схема которого приведена на рис. 1. Построение этой модели заключается в приведении системы уравнений трехфазного АД к ортогональной системе координат 1,2, вращающейся со скоростью вектора потока ротора, в которой переменные представляются как установившиеся величины с постоянными значениями.

Приведем систему уравнений статорной и роторной цепей эквивалентного двухфазного АД [1], вращающегося со скоростью ω_k в системе координат 1,2;

$$\left. \begin{aligned} U_{s1} &= \frac{d\psi_{s1}}{dt} - \psi_{s2} \omega_k + R_s I_{s1} \\ U_{s2} &= \frac{d\psi_{s2}}{dt} + \psi_{s1} \omega_k + R_s I_{s2} \\ 0 &= \frac{d\psi_{r1}}{dt} - \psi_{r2} (\omega_k - P\omega_\psi) + R_r I_{r1} \\ 0 &= \frac{d\psi_{r2}}{dt} + \psi_{r1} (\omega_k - P\omega_\psi) + R_r I_{r2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_{s1}, U_{s2} – напряжения статорных обмоток; I_{s1}, I_{s2} и I_{r1}, I_{r2} – составляющие токов статора и ротора; ψ_{s1}, ψ_{s2} и ψ_{r1}, ψ_{r2} – составляющие потокоцеплений соответственно статора и ротора; R_s, R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора; P – число пар полюсов реального АД; ω_ψ – частота вращения вектора потока ротора.

Однако ВУ АД, основанное на системе уравнений (1), требует большого объема вычислений в реальном времени [3]. Зачастую для расчета

текущих параметров доступное время составляет порядка десятков или сотен микросекунд. Задачи такого рода решают с применением цифровых сигнальных процессоров (DSP). Поэтому с целью сокращения времени, расходуемого на вычисления, упростим систему уравнений (1).

Опуская промежуточные преобразования системы уравнений (1), приведем базовые уравнения, на основе которого построена математическая модель системы векторного управления (рис. 1), на базе программного пакета Simulink системы MatLab:

$$\left. \begin{aligned} U_{s1} &= R_s I_{s1}, \\ U_{s2} &= \psi_m \omega_k + R_s I_{s2}, \\ \omega_k &= P\omega_\psi + \omega_H, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ψ_m – амплитудное значение потокосцепления ротора АД; ω_H – внутреннее задание начальной скорости, принимаемой $\omega_H = 1$.

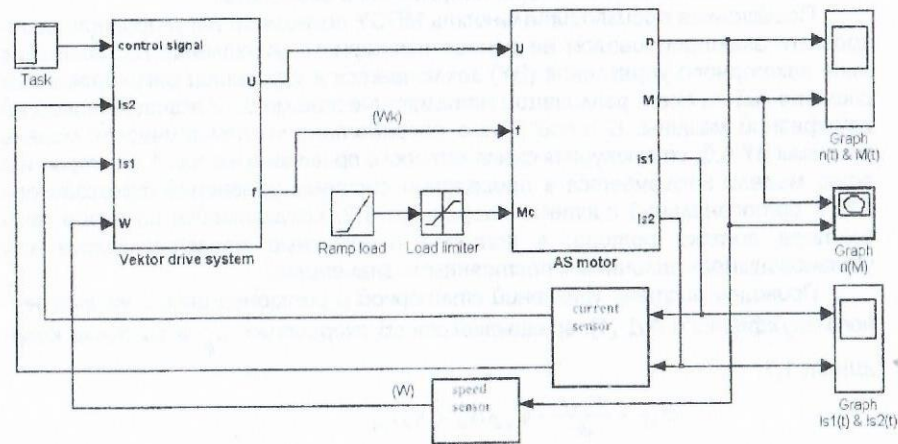
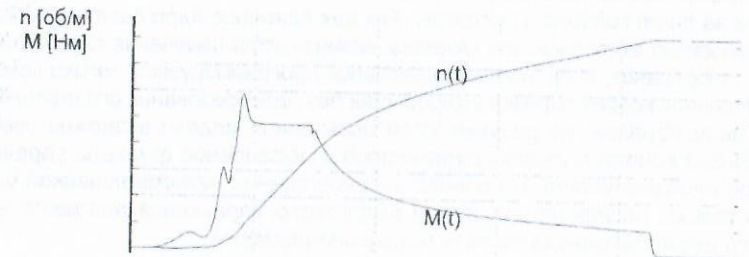


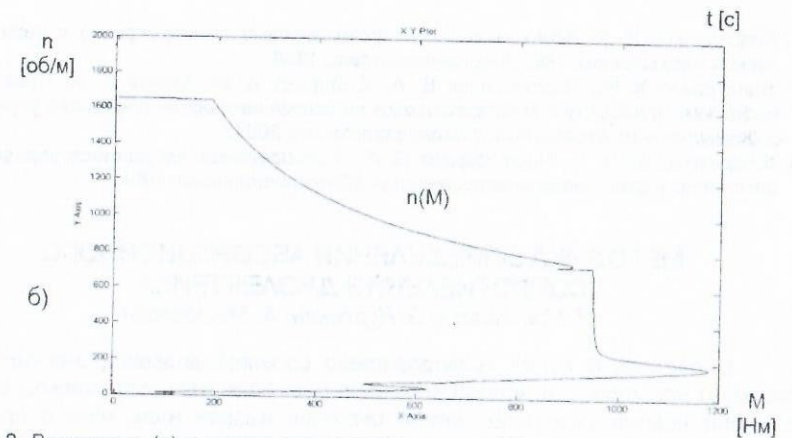
Рис. 1. Структурная схема математической модели системы векторного управления АД

Структурная схема математической модели ВУ АД (рис. 1) состоит из собственно системы векторного управления, модели эквивалентного двухфазного АД, а также датчиков скорости и тока. Блок системы ВУ состоит из системы уравнений (2). Его управляющим сигналом является величина ψ_m , которая одновременно является и заданием крутящего момента АД.

Необходимые сигналы обратных связей система ВУ получает от датчиков скорости и тока и в соответствии с заданием момента формирует соответствующие значения напряжения и частоты АД. На рис. 2 и 3 приведены механические и электрические характеристики процесса пуска АД на максимальную скорость.



а)



б)

Рис. 2. Временные (а) и статическая механическая (б) характеристики скорости и момента АД в процессе пуска

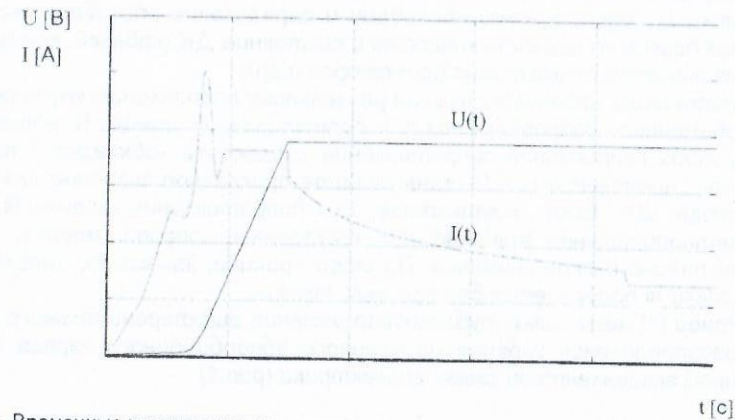


Рис. 3. Временные характеристики напряжения и тока статора АД в процессе пуска

Эффективность существующей МПСУ может быть значительно повышена за счет гибкости системы. Так как основное ядро системы управления полностью цифровое, то имеется возможность изменения алгоритмов ее функционирования, а за счет использования программируемой логики возможна существенная корректировка устройства без преобразования его топологии.

Таким образом, по результатам испытания модели возможно увеличение объема контролируемых параметров и расширение функций управления по мере необходимости. На основе разработанной математической модели можно также построить систему цифрового управления тягового асинхронного электропривода на базе микроконтроллеров.

Литература

1. Браславский И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. - М.: Энергоатомиздат, 1988.
2. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибирцев А. Н., Монов Д. А. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных // Электротехника, 2001.
3. Архангельский Н. Л., Чистосердов Б. Л. Формирование Алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе // Электротехника, 1994.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ АБСОРБЦИОННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИКА

М. Матевосян, Э. Кургиян, А. Матевосян

В последнее время исследователи свойств диэлектрических материалов и конструкций особое внимание уделяют диэлектрической абсорбции при постоянном поле. Этот интерес вызван тем, что в процессе абсорбции участвуют имеющиеся в диэлектрической конструкции (ДК) нежелательные свободные заряды. Последние могут быть в ДК изначально или образоваться в процессе эксплуатации (старение). Следовательно, динамика диэлектрической абсорбции и определение абсорбционных параметров позволит оценить качество и состояние ДК (кабелей, конденсаторов, маслонаполненных трансформаторов и др).

Настоящая работа посвящена разделному определению внутреннего абсорбционного сопротивления g_a и сопротивления утечки R , которое, по сути, есть контактное сопротивление диэлектрик-обкладка. Такое раздельное определение g_a и R имеет важное прикладное значение для оценки состояния ДК. Если контактное, или сопротивление утечки R имеет удовлетворительное значение, то внутреннее сопротивление g_a может иметь опасно низкое значение. По этой причине, зачастую, высоковольтная изоляция пробивается без видимых причин.

Ранее [1] нами было опубликовано решение дифференциального уравнения распределения заранее наведенного абсорбционного заряда на базе линейной эквивалентной схемы диэлектрика (рис.1).

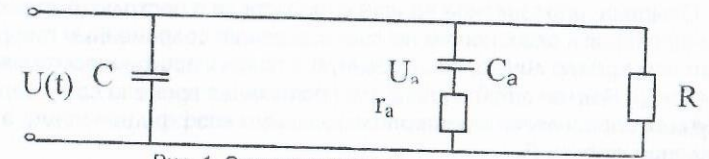


Рис. 1. Эквивалентная схема диэлектрика

Получены выражения для восстановленного напряжения U_b от времени его максимального значения U_m и времени восстановления t_m :

$$U_b = \frac{\alpha_1 \alpha_2 C_a R U_0}{\alpha_1 - \alpha_2} (e^{\alpha_2 t} - e^{\alpha_1 t}), \quad (1)$$

$$t_m = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \ln \frac{\alpha_2}{\alpha_1}, \quad (2)$$

$$U_m = \alpha_1 R C_a U_0 \left(\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right)^{\frac{\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2}} = \alpha_2 R C_a U_0 \left(\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right)^{\frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2}}. \quad (3)$$

Здесь α_1 и α_2 - корни характеристического уравнения.

В уравнениях (2) и (3) фигурируют все параметры эквивалентной схемы а также потенциал искусственно наведенного объемного заряда U_0 . Экспериментальная методика определения C_a и U_0 сводится к получению опытной кривой зависимости восстановленного напряжения от времени (рис. 2). Причем после первого восстановления максимальное значение U_b равно потенциалу внутреннего поля U_0 , и из уравнения баланса зарядов получаем

$$C_a = \frac{U_b C}{U_0 - U_1},$$

где U_1 - максимальное значение при втором восстановлении при отсутствии саморазряда на R утечке, определенное экстраполяцией экспоненты саморазряда.

Чтобы решить уравнения (2) и (3) относительно g_a или R , необходимо экспериментально определить одно из них. После второго самовосстановления за время t_m происходит саморазряд емкостей C и C_a на сопротивление R и частично g_a .

Для бумажно-масляной изоляции конденсаторов и трансформаторов сопротивление R более чем на порядок больше g_a , что позволяет пренебречь g_a в процессе саморазряда емкостей.

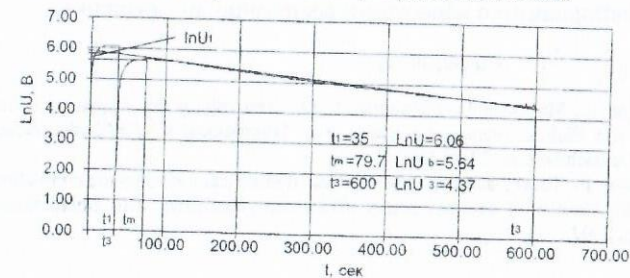


Рис. 2. Зависимость восстановленного напряжения от времени для бумажно-масляной изоляции при зарядочном напряжении 1000 В и времени зарядки 10 мин.

Опытное определение кривой саморазряда в нескольких точках и его интерполяция к экспоненте не противоречат современным теориям, что дает нам прямую линию, построенную в полулогарифмическом масштабе $\ln U = f(t > t_m)$. Наклон этой кривой или постоянная времени саморазряда τ в секундах определяется интерполяционными коэффициентами, а сопротивление утечки R :

$$R = \frac{\tau}{C_0 + C_a}$$

Далее, имея R , U_0 , C_a и C , по формуле (3) рассчитывается g_a . Точность расчетов и условность принятой линейной эквивалентной схемы проверяется формулой (2), когда сравниваются расчетные и экспериментальные значения времени-восстановления t_m .

В качестве примера в табл. 1 приведены результаты измерений и расчетов абсорбционной емкости, абсорбционного сопротивления сопротивления утечки образцов трансформаторного масла и бумажно-масляной изоляции.

Таблица

Трансформаторное масло

Uzar(V)	T°C	U ₀	U _b	U	τ(sec)	Rx10 ¹²	g _a x10 ¹²	R/g _a	C(нФ)	Ca(нФ)
3000 (хор)	21	1612.6	1132	998.65	483	8.86	1.36	6.51	17.7	36.8
3000 (плох)	21	696	525.2	453	82	1.23	0.36	3.42	18.16	48

Бумажно-масляная изоляция

Uzar(V)	T°C	U ₀	U _b	U	τ(sec)	Rx10 ¹²	g _a x10 ¹²	R/g _a	C(нФ)	Ca(нФ)
1000	21	396.6	267.3	236.5	444	10.72	1.03	10.41	14.64	26.7
1000	42	381.85	295	273.9	32	0.53	0.072	7.36	14.64	44

Сравнение полученных данных показывает, что величина абсорбционного сопротивления g_a , как правило, в несколько раз меньше сопротивления утечки R и, следовательно, является более надежным параметром для оценки состояния изоляционной конструкции. Уменьшение отношения R/g_a с температурой говорит о том, что при низких температурах в приэлектродных слоях имеем большие значения падений напряжения и напряженностей поля, чем при высоких температурах, что подтверждается фактом электрического пробоя при низких температурах и теплового пробоя при высоких температурах. Все это говорит о том, что раздельное определение сопротивлений дает важную информацию о качестве и состоянии диэлектрика.

Литература

1. Matewosjan M., Kurginjan E., Martikjan E., Parwanjan T. Die Erarbeitung der Technologie der Einschätzung der Qualität von Elektroisolationmaterialien //46. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium., TU-Ilmenau, Deutschland, 24-27.09.2000.
2. Matevosyan M., Manukyan P. Theory and method of internal electrical resistance determination of dielectric construction in absence of external source //Electrical insulation: 3-rd International conference, Saint-Petersburg, 2002.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В. Нерсисян, В. Симонян

Вихретоковые преобразователи (ВП) широко применяются как в измерительной технике, так и в электромагнитной дефектоскопии. Известен ряд методов расчета вихретокового преобразователя [1], с помощью которых определяют расчетные величины для конкретных конструкций. Однако эти методы основываются на теории электромагнитного поля, что обуславливает сложность расчетов и их ограниченное применение в инженерной практике. В некоторых случаях применяют известные методы расчета магнитных цепей [2]. Ниже предлагается метод расчета магнитной цепи вихретокового преобразователя с учетом условий передачи максимальной мощности от контролируемого листа к измерительной обмотке преобразователя, удовлетворяющие этому условию.

Рассмотрим вихретоковый преобразователь трансформаторного типа, описанный в работе [3]. Эквивалентная схема замещения преобразователя [4] приведена на рис.1.

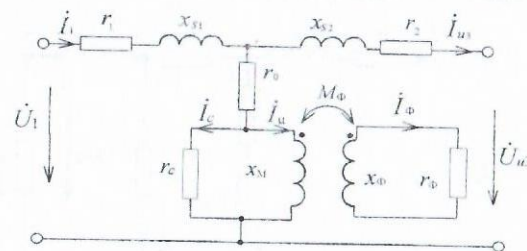


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения ВП

Здесь r_1 , r_2 – активные, а x_{s1} , x_{s2} – реактивные сопротивления обмоток; x_m – индуктивное сопротивление связи между обмотками; r_c – сопротивление, обусловленное потерями в сердечнике; r_0 – эквивалентное активное сопротивление воздушного зазора преобразователя, свободного от контролируемого листа; r_μ , x_μ – эквивалентные активное и индуктивное сопротивления контролируемого листа; $x_{m\mu} = \omega M_\mu$ – индуктивное сопротивление взаимной индукции; между контролируемым

листом и обмотками; $\dot{I}_1, \dot{I}_{из}, \dot{I}_c, \dot{I}_\mu, \dot{I}_\phi$ – комплекс действующих значений токов соответственно возбуждения, измерения, потери в стали, намагничивающий, в проводящем листе; \dot{U}_1 – напряжение возбуждения; $\dot{U}_{из}$ – измеряемое напряжение.

Уравнения, составленные для участка цепи с магнитосвязанными контурами, имеют вид

$$\begin{cases} jX_M \dot{I}_\mu - r_c \dot{I}_c - jX_{M\Phi} \dot{I}_\Phi = 0, \\ jX_\Phi \dot{I}_\Phi + r_\Phi \dot{I}_\Phi - jX_{M\Phi} \dot{I}_\mu = 0. \end{cases} \quad (1)$$

Из второго уравнения системы (1) следует

$$\dot{I}_\Phi = \frac{jX_{M\Phi}}{Z_\Phi} \dot{I}_\mu, \quad (2)$$

где $Z_\Phi = (r_\Phi + jX_\Phi)$ – эквивалентное комплексное сопротивление контролируемого листа. С учетом (2) уравнение системы (1) запишется в виде

$$jX_M \dot{I}_\mu - r_c \dot{I}_c + \frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi} \dot{I}_\mu = 0. \quad (3)$$

На основании (3) схема замещения рис.1 преобразуется в схему замещения четырехполюсника (рис. 2).

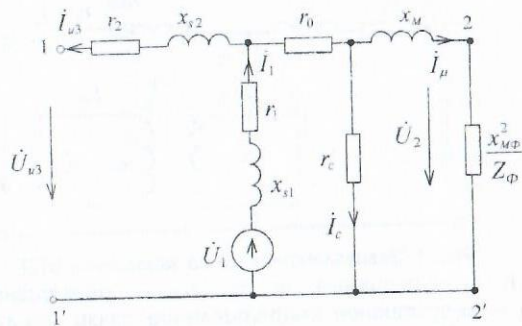


Рис. 2. Преобразованная схема замещения ВТГ

Здесь \dot{U}_2 – выходное напряжение эквивалентного четырехполюсника, нагруженного вносимы сопротивлением $\frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi}$.

Из уравнения для этого четырехполюсника, записанного через коэффициенты $\|A\|$, следует

$$\begin{cases} A = \frac{Z_2(Z_1 + r_0 + r_c) + r_0 r_1 + r_c Z_1}{r_c Z_1}, \\ B = \frac{Z_\alpha(r_0 jX_M + r_c jX_M + r_0 r_c) + r_0 Z_1 jX_M + (r_0 + jX_M) r_c Z_1}{r_c Z_1}, \\ C = -\frac{Z_1 + r_0 + r_c}{r_c Z_1}, D = -\frac{r_0 jX_M + r_0 r_c + r_c jX_M}{r_c Z_1}, \end{cases} \quad (4)$$

где $Z_1 = r_1 + jX_{s1}$, $Z_2 = r_2 + jX_{s2}$ – комплексные сопротивления первичной и измерительной обмоток.

На основании условий передачи максимальной мощности от контролируемого листа к измерительной обмотке преобразователя имеем

$$\sqrt{\frac{AB}{CD}} = \frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi}. \quad (5)$$

С учетом (4) из условия (5) после несложных преобразований получим

$$\begin{cases} z_2 z_{12} \cos(\phi_2 + \phi_{12}) + \frac{z_1(r_0 + r_c) z_{12}}{z_{oc}} \cos(\phi_1 + \phi_{12} - \phi_{oc}) = \left(\frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi}\right)^2 r_\Phi \cos 2\phi_\Phi, \\ z_2 z_{12} \sin(\phi_2 + \phi_{12}) + \frac{z_1(r_0 + r_c) z_{12}}{z_{oc}} \sin(\phi_1 + \phi_{12} - \phi_{oc}) = \left(\frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi}\right)^2 X_\Phi \sin 2\phi_\Phi. \end{cases} \quad (6)$$

Условия (6) определяют зависимость электрических параметров магнитной цепи толщиномер от величины сопротивления листа.

Зная, что при точном измерении энергия, передаваемая от измеряемого объекта к измерителю, равна нулю, т.е. $\dot{I}_{\text{из}} = 0$, и пренебрегая потерями в стали, можно получить более упрощенную формулу. На основании вышеизложенного условия (5) можно записать в виде

$$r_1 + r_0 + j(X_{s1} + X_M) = \frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi}. \quad (7)$$

Условие (7) можно представить с помощью двух уравнений:

$$\begin{cases} r_1 + r_0 = \frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi^2} r_\Phi, \\ X_{s1} + X_M = \frac{X_{M\Phi}^2}{Z_\Phi^2} X_\Phi. \end{cases} \quad (8)$$

Последнее уравнение удобно использовать при практических расчетах для определения геометрических размеров магнитной цепи преобразователя, числа витков обмоток, которые соответствуют условию передачи максимальной мощности.

Обычно величину эквивалентного комплексного сопротивления листа определяют экспериментальным путем. Зная толщину листа, можно определить $Z_{\Phi}(h)$, а из уравнений (8) определить все необходимые параметры магнитной цепи.

Литература

1. Дорофеев А. Л., Никитин А. И., Рубин А. Л. Индукционная толщинометрия. – М.: Энергия, 1978. – 184с.
2. Нерсисян В. Б. Расчет токовихревого преобразователя трансформаторного типа на основе теории цепей с распределенными параметрами // Изв. АН АрмССР. – 1985. –Т. XXXV – N1. –С.30–36.
3. Нерсисян В. Б. Определение параметров эквивалентной схемы замещения вихретокового толщиномера // Изв. АН Республики Армения. Серия ТН-2000.- N 3.-С.377-381.
4. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. – М.: Сов. радио, 1955. – 431с.

К РАСЧЕТУ НАДЕЖНОСТИ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ И ГЕНЕРАТОРОВ

3. Беллуян, А. Киракосян, А. Беллуян, К. Исаян, А. Григорян

Надежность обмотки является одной из основных инженерных проблем. Проблемой надежности занимались всегда с тех пор, как появилась техника. ненадежные трансформаторы и генераторы никому не нужны.

В данной работе рассмотрены методы расчета надежности обмоток трансформаторов мощностью от 63 до 1000 кВА масляным охлаждением и генераторов мощностью от 4 до 1000 кВт (в дальнейшем "изделие").

Анализ данных эксплуатации и приемо-сдаточных испытаний этих изделий показал, что основными причинами выхода из строя обмоток являются:

- обрыв вследствие высоких механических напряжений при намотке (Котк.т = 0,20; Котк.г = 0,15);
- обрыв вследствие высоких температурных напряжений при нагреве;
- обрыв вследствие высоких механических напряжений, вызванных тепловым расширением каркаса (Котк.т = 0,10; Котк.г = 0,02);
- обрыв вследствие коррозии в обнаженных местах изолированного провода;
- обрыв вследствие электролиза в обнаженных местах изолированного провода;
- короткое замыкание витков или слоев вследствие механического или теплового нарушения изоляции провода;
- пробой изоляции вследствие перенапряжений или нарушений изоляции провода;
- уменьшение сопротивления изоляции вследствие ухудшения ее изоляционных свойств от температуры, влажности, давления и старения.

Как показал анализ данных по приемо-сдаточным испытаниям трансформаторов и генераторов коэффициент отказов по причине обрыва, происходящего вследствие высоких механических усилий при намотке составляет 0,2 и 0,15 для трансформаторов и генераторов соответственно, которые устраняются правильным выбором усилия натяжения провода в процессе наматывания. А коэффициенты отказов по причине обрывов, вызываемых температурными напряжениями в обмотке и каркасе, составляют 0,10 и 0,02 для трансформаторов и генераторов соответственно.

Эти обрывы устраняются правильным выбором усилия натяжения провода в процессе наматывания и правильным расчетом тепловых режимов обмотки при работе в нагретом и холодном состояниях. Остальные причины не могут быть в полной мере устранены, и это приводит к отказам обмоток с течением времени.

Изучение данных об отказах генераторов и трансформаторов позволило классифицировать отказы обмоток по характеру их возникновения на внезапные, износные, конструктивные, производственные и эксплуатационные. Эта классификация приведена в табл. 1.

Таблица 1

Обмотки	Отказы %				
	Конструктивные	Производственные	Эксплуатационные	Внезапные	Износные
генераторов	35,0	30,4	34,0	92,0	8,0
трансформаторов	21,0	38,2	40,8	94,0	6,0

Классификация отказов обмотки генераторов и трансформаторов приведена по данным эксплуатации в течение 40000 часов и 10 лет соответственно.

В результате исследований определены распределения времени безотказной работы обмоток генераторов и трансформаторов.

Время эксплуатации обмоток можно разбить на следующие периоды: приработка ($t_{пр}$), нормальная эксплуатация ($t_{н.р}$) и старение ($t_{ст}$).

Надежность обмоток $P_{об}(t)$ за время t определяется выражением

$$P_{об}(t) = P_{об}(t_{пр}) \cdot P_{об}(t_{н.р}) \cdot P_{об}(t_{ст}), \quad (1)$$

где $P_{об}(t_{пр})$, $P_{об}(t_{н.р})$ и $P_{об}(t_{ст})$ - соответственно надежность (вероятность безотказной работы) обмотки за время $t_{пр}$, $t_{н.р}$ и $t_{ст}$ [1,3,4].

Длительность указанных периодов работы для обмоток генераторов и трансформаторов различна. Анализ данных об отказе этих изделий показал, что $t_{пр}$ составляет 3000 ч для генераторов, а для трансформаторов 1 год, износные отказы за время $t_{н.р}$ еще не проявляются, и надежность обмоток характеризуется внезапными отказами с интенсивностью $\lambda_{об.г} = 0,009 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ч}$ $\lambda_{об.т} = 0,002 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ч}$.

Как показали исследования, проведенные многочисленными авторами (Гольдбергом, Похолоковым, Стрельбицкими, Назаряном, Беллуяном и др.), модель отказа обмоток трансформаторов и генераторов одинакова, т.к.

для их отказа необходимо, чтобы приложенное напряжение превышало пробивное напряжение изоляции обмоток.

Если в случайные моменты времени возникают единичные повреждения равной величины, при накоплении "т" повреждений обмотка выходит из строя (возникает отказ). Повреждение состоит в том, что прочность изоляций скачкообразно уменьшается на некоторую величину.

Обмотку можно рассматривать как систему, состоящую из группы элементов, которые соединены последовательно. Такими группами элементов являются пары соседних витков (или виток-корпус), разность порядковых номеров которых равна l ($l=1,2, \dots, n-1$), где n - число витков катушки (секции).

Пусть τ есть время безотказной работы обмоток, а $\tau^{(i)}$ - время безотказной работы i -й группы. В этом случае, согласно [1],

$$\tau = \min(\tau^{(1)}, \tau^{(2)}, \tau^{(3)}, \dots, \tau^{(n-1)}).$$

Как показали исследования, проведенные в [1,2], при больших "т" функция распределения пробивных напряжений $F(u)$ хорошо аппроксимируется распределением Вейбулла, которая определяется выражением

$$F(u) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{u}{U_0}}, & \text{когда } U \geq 0, \\ 0, & \text{когда } U < 0 \end{cases}$$

а плотность распределения $f(u)$ определяется в виде:

$$f(u) = \frac{\alpha}{U_0} U^{\alpha-1} e^{-\frac{u}{U_0}}, U \geq 0.$$

Анализ технологических процессов изготовления обмоток генераторов (для монолитных секций) и трансформаторов в смысле надежности одинаково, т.е. распределения проводников на полюсе (пазу) остаются такими, какими были при намотке.

Тогда надежность обмоток определяется по формуле [1]

$$P_{об}(t) = \left\{ \prod_{i=1}^{s-1} \exp \left[-\frac{n_i}{U_0(t)} \left(\frac{K \cdot l \cdot U_{\phi}}{S_p \cdot m_i} \right)^{\alpha(t)} \right] \right\}^N \quad (2)$$

где S - число витков катушки (секций, обмоток); n_i - число пар соседних витков в катушке с разностью номеров i ; m_i - число катушек обмотки (секций); K - кратность изменения напряжения при переходных режимах работы. Коэффициент K для обмотки генераторов принимается равным 3, а для обмоток трансформаторов - 8; U_{ϕ} - напряжение, приложенное к секции обмотки; N - число секций (катушки); S_p - число витков катушки; l - разность порядковых номеров витков проводников ($l=1,2, \dots, S_p-1$); $\alpha(t)$ и $U_0(t)$ - параметры распределения Вейбулла, зависящие от времени эксплуатации и условия работы обмоток.

Значения α и U_0 определяются экспериментально по методике, изложенной в [1]. В процессе эксплуатации синхронных генераторов

происходят изменения параметров α и U_0 . Для расчета надежности обмотки необходимо знать функции $\alpha = \varphi(t)$ и $U_0 = \varphi(t)$. Определить эти функции можно путем теоретических или экспериментальных исследований. Нами были проведены экспериментальные исследования на генераторах, значения которых приведены в [1, 2]. Для генераторов эти значения определяются следующим образом.

После определенного времени эксплуатации (проработавшие генераторы в различных климатических районах бывшего СССР и имеющие известные наработки) проведено разрушительное испытание обмоток генераторов. Если не имеем проработавших генераторов, то необходимо произвести ускорение испытания на надежность генераторов по методике, изложенной в [3].

Обмотки катушки (секции) разрезаются и разводятся в стороны. Концы витков каждой разрезанной катушки зачищаются от изоляции 5 - 10 мм.

Испытательное напряжение прикладывается между парами близлежащих витков поочередно по схеме 1-2, 3-4, 5-6 и т.д. (или виток корпус), чтобы каждый виток ставился под напряжение только один раз.

По статистике пробивных напряжений "U" определены параметры распределения Вейбулла α_0 и U_0 , а также функции распределения $F(U)$. Построены графики зависимости $\ln\{-\ln[1-F(U)]\}$ от $\ln U$ для этих изделий. По этим графикам определены значения α_0 и U_0 , α_0 - тангенс угла прямой к оси равен ординате отсекаемой полученной прямой по оси ординат "U" $U_0 = \exp(\ln U_0)$. По вышеизложенной методике можно определить также параметры распределения Вейбулла для обмотки трансформаторов.

По представленной методике проведен расчет показателей надежности генераторов серии ЕСС, ОС и 2С мощностью до 100 кВт. Эти показатели сравнены с показателями надежности, полученными по данным эксплуатации (табл. 2) [1,2].

Так как генераторы серии 2С находятся на стадии проектирования, то в настоящее время их эксплуатационными данными мы не располагаем. Связь между наработкой на отказ T_n и вероятностями безотказной работы осуществляется по известной методике [1,2]:

$$P(t) = \exp(-t/T_n).$$

(3)

Таблица 2

Серия генератора	Обмотка	Наработка на отказ по данным, ч		Ресурс до капитального ремонта по данным, ч	
		расчета	эксплуатации	расчета	эксплуатации
ЕСС	статора	49000	45300	86000	82000
	ротора	42000	40000	83000	79000
ОС	статора	48000	46200	89000	84000
	ротора	41500	40050	82000	81000
2С	статора	64000	-	96000	-
	ротора	63000	-	94000	-

Как видно из табл.2, эксплуатационные данные показателей надежности обмоток статора и ротора генераторов хорошо совпадают с результатами расчетов, проведенных по данной методике. Эта методика расчета

показателей надежности обмоток применяется в руководящих технических материалах на предприятиях, разрабатывающих и выпускающих синхронные генераторы.

Литература

1. Отраслевой стандарт ОСТ 16 0.800.887-81. Генераторы синхронные с высотой оси вращения от 56 до 355 мм. Надежность. Общие требования к надежности и методом контроля. - М.: Стандартэлектро. 1982.
2. Руководящий документ РД 16.485-888. Генераторы синхронные мощностью до 100 кВт включительно. Система информации по обеспечению надежности. Порядок сбора, обработки и прохождения эксплуатационных данных. - М.: Стандартэлектро, 1988. (Ответ. исполнитель Беллуян З.А.)
3. Беллуян З.А. Ускорение испытания на надежность обмоток статора и ротора синхронных генераторов //Известия Томского политехнического университета.- Томск, 2004.-Т. 307, N2.
4. Шемян Г. Г., Беллуян З. А. Выявление характерных периодов работы синхронных генераторов мощностью до 100кВт //Доклады НАН РА. -Ереван, 2004.-Т. 104, N1.

ՊՈԼԻԱՆԻԼԻՆԱՅԻՆ ԿՈՆԴԵՆՍԱՏՈՐՆԵՐ

Ա. Դինգյան, Ա. Տատինյան /Գորիս/

Պոլիանիլինի էլեկտրաֆիզիկական հատկությունների ուսումնասիրությունը [1] ցույց տվեց, որ էլեկտրական դաշտում պոլիանիլինային սեղմահաբերում և բարակ թաղանթներում տեղի է ունենում բեռնացման երևույթ, այսինքն այդ նյութական միջավայրերն ունեն բավականին մեծ ունակություն:

Պոլիանիլինային բարակ թաղանթների հետազոտությունների արդյունքով մաքուր պոլիանիլինի հարաբերական դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը ϵ / ϵ_0 մոտ 30 է, իսկ տարբեր թթուներով լեզիրացնելուց այն կարող է հասնել մինչև 10^7 : Բեռնացման մեխանիզմը մաքուր պոլիանիլինում էլեկտրոնային է /էլեկտրոնային թաղանթների դեֆորմացիա/ իսկ խառնուրդային պոլիանիլինում իոնային և էլեկտրոնային, ընդ որում ϵ մեծացումը կախված է իոնային բեռնացումից: Նշանակում է այս նյութերը հարմար են ընդհանուր նշանակության կոնդենսատորներ պատրաստելու համար:

Ինչպես գիտենք կոնդենսատորները պատրաստում են թղթի, ապակու, փայլարի, պոլիէթիլենի, պոլիստիրոլի, էլեկտրոլիտների և կերամիկայի հիման վրա: Նշված նյութերի հարաբերական դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը փոփոխվում է $2 \div 10^4$ սահմաններում [2]: Ինչպես տեսնում ենք, պոլիանիլինի դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը ավելի լայն սահմաններում կարելի է փոփոխել, այսինքն ավելի փոքր զանգված և մակերես ունեցող պոլիանիլինային թաղանթների հիման վրա կարելի է ստանալ ավելի մեծ ունակությամբ կոնդենսատորներ:

Անհրաժեշտ է նշել, որ մաքուր պոլիանիլինի տեսակարար դիմադրությունը $\rho / 10^{11}$ Օհմ.սմ կարգի է, իսկ լեզիրացնելուց այն փոքրանում է և կարող է հասնել մինչև մի քանի Օհմ.սմ-ի: Այսինքն լեզիրացման աստիճանի /մեծացման հետ

աճում է ոչ միայն դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը, այլև տեսակարար էլեկտրահաղորդականությունը $/\sigma /$, որը մեծացնում է միջավայրի դիէլեկտրիկ կորուստները $/tg \delta /$: Այդ պատճառով էլ կոնդենսատորներ պատրաստելու համար մենք օգտվել ենք $10^6 \div 10^{11}$ Օհմ.սմ տեսակարար դիմադրություն ունեցող պոլիանիլինից:

Մաքուր պոլիանիլինի $100 \div 300$ նմ հաստությամբ, 1սմ մակրես ունեցող թաղանթի հիման վրա պատրաստված կոնդենսատորների ունակությունը $/C / 100$ Յգ հաճախության դեպքում փոփոխվում է $20 \div 100$ աֆ սահմաններում: Որպես էլեկտրոդներ օգտագործվել է ալյումինե փայլաթիթեղ մոտ 5 մկմ հաստությամբ: Այդ կոնդենսատորների ակտիվ դիմադրությունը մեծ է 10^8 Օհմ-ից, դիէլեկտրիկ կորուստների անկյան տանգենսը $/tg \delta /$ փոփոխվում է $0.03 \div 0.05$

սահմաններում, ունակության ջերմաստիճանային գործակիցը $\alpha_{CT} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta C}{\Delta T}$

$4.6 \cdot 10^{-2}$ աստ $^{-1}$ է, առավելագույն լարումը $/U_{max}/$ փոփոխվում է $30 \div 60$ Վ սահմաններում, որը հավասարազոր է $(3 \div 6) \cdot 10^6$ Վ/սմ լարվածությանը: Ըստ հաշվարկի մաքուր պոլիանիլինի թաղանթի վրա 1մկՖ ունակությամբ կոնդենսատոր ստանալու համար կպահանջվի մոտ 10^4 սմ 2 մակերես:

Այսպիսով, մաքուր պոլիանիլինային կոնդենսատորները ավելի փոքր զանգված և չափեր ունեն, քան գոյություն ունեցողները և ավելի էժան են, քանի որ պոլիանիլինը և նրա թաղանթները պատրաստվում են բավականին պարզ և հեշտ տեխնոլոգիայով:

Քանի որ մաքուր պոլիանիլինային կոնդենսատորներում էլեկտրոնային քնեռացում է, ապա դրանք կարող են աշխատել բարձրհաճախականային շրջաններում:

Թթուներով լեզիրացված պոլիանիլինային կոնդենսատորների թաղանթի հաստությունը փոփոխվել է 100 նմ-ից մինչև 15 մկմ սահմաններում: 1սմ 2 մակերես ունեցող, 10 մկմ հաստությամբ կոնդենսատորի ունակությունը մոտ 2 մկՖ-է: Ուրեմն մի քանի տասնյակ սմ մակերեսի դեպքում կարելի է ստանալ տասնյակ և հարյուրավոր մկՖ ունակությամբ կոնդենսատորներ: Որպես էլեկտրոդ կարելի է օգտագործել արծաթե թաղանթ կամ ալյումինե նրբաթիթեղ: Այս նմուշների ակտիվ դիմադրությունը $1 \div 10$ ՄՕհմ կարգի է, $tg \delta \approx 0.125$, $\alpha_{CT} = 10^{-1}$ աստ $^{-1}$,

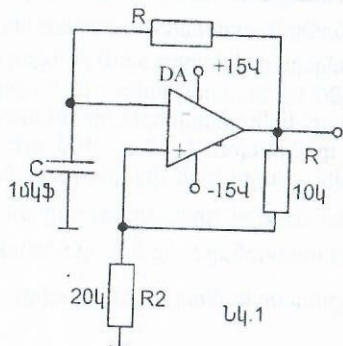
$U_{max} = 150$ Վ, որը հավասարազոր է 10^5 Վ/սմ լարվածությանը:

Քանի որ խառնուրդային պոլիանիլինային կոնդենսատորներում բեռնացումը իոնային է, ապա դրանք կարող են աշխատել ցածրհաճախականային շրջաններում /մինչև 10^5 Յգ/, բացի դրանից դրանք կիրառելի են փոքր հզորության սխեմաներում և բոլոր այն դեպքերում, երբ դիէլեկտրիկ կորուստները սահմանափակող գործոն չեն սխեմայի նորմալ աշխատանքի համար:

Թե մաքուր և թե խառնուրդային պոլիանիլինային կոնդենսատորների ճշտության դասը գրոյական կամ առաջին է շնորհիվ ճշգրիտ տեխնոլոգիայի:

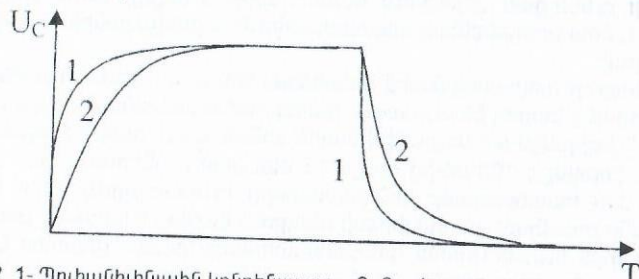
Մեր կողմից պատրաստված կոնդենսատորները ստուգվել են օպերացիոն ուժեղարարի վրա հավաքված տակտային իմպուլսների գեներատորի վրա /Նկ. 1/, որտեղ որպես կոնդենսատոր օգտագործվել են նույն ունակությամբ գործարանային և պոլիանիլինային կոնդենսատորներ: Երկու դեպքում էլ հստակ տակտա-

յին ինպուլսները ստացվել են օսցիլոգրաֆի էկրանի վրա: Ինպուլսների հաճախության հաշվարկված և չափված արժեքները



համընկել են իրար հետ ($f_h = \frac{0.31}{RC}$, $f_t = \frac{1}{T}$):

Մաքուր պոլիանիլինային և գործարանային կոնդենսատորների լիցքավորման և լիցքաթափման օսցիլոգրամները իրարից չեն տարբերվում, իսկ խառնուրդային պոլիանիլինային և գործարանային կոնդենսատորների օսցիլոգրամները ցույց են տրված նկ.2-ում:



Նկ. 2 1- Պոլիանիլինային կոնդենսատոր, 2- Գործարանային կոնդենսատոր

Այստեղից պարզ երևում է, որ պոլիանիլինային կոնդենսատորների լիցքավորման և լիցքաթափման ժամանակները ավելի փոքր են /նոս 5 անգամ/, այսինքն պոլիանիլինում բևեռացման ռելաքսացիայի ժամանակը $1/\tau$ ավելի փոքր է: Դա նշանակում է, որ նույն ունակությամբ պոլիանիլինային կոնդենսատորը կարող է աշխատել ավելի բարձր հաճախության դեպքում:

Գրականություն

1. Գիւլչյան Ա. Է., Տառնիցյան Ա. Աղաթթվով լեզիրացված պոլիանիլինի էլեկտրաֆիզիկական հատկությունները // ԳԳԳ տարեկան գիտաժողովի նյութերի ժողովածու, հ. 2.- Երևան, 2004.- էջ 477:
2. Кухлинг Х. Справочник по физике /Пер. с немец. -М.: Мир, 1982.

УПРАВЛЯЕМАЯ ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ ТУРБОЭНЕРГОАГРЕГАТОВ (МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА)

Ж. Давидян

Автором разработана универсальная математическая модель и структурная схема управляемой параллельной работы двух турбоэнергоагрегатов. Полная структурная схема состоит из группы структурных блоков каждого из двух агрегатов (турбина, синхронный генератор, регулятор мощности, регулятор частоты) и блока связи агрегатов. На рисунке приведена структурная схема только одного агрегата (с целью незагромождения чертежа) и блока связи. Структурная схема второго агрегата полностью идентична схеме первого агрегата.

Элементарные звенья структурной схемы и их передаточные функции получены из математических выражений, описывающих данный элемент (машину, регулятор и т.д.) следующим образом.

Передаточная функция от каждого воздействия на выходную величину определяется из выражения дифференциала этого выражения, решённого в частных производных от каждого воздействия. Коэффициент при каждом аргументе воздействия является передаточной функцией данного звена структурной схемы.

Математические выражения, описывающие элементы структурной схемы, приводятся ниже. В скобках рядом указываются номера звеньев структурной схемы, реализующих данные воздействия. Аналитические выражения передаточных функций, полученные вышеизложенным способом, приведены в таблице.

$$M_T - M_G = \Delta M = J d\omega_R / dt, \quad (1)$$

$$d\omega_R / dt = \Delta M / J \quad (2), \quad \omega_R = \int (d\omega_R / dt) dt \quad (3), \quad \gamma_R = \int \omega_R dt \quad (4).$$

$$\theta = \gamma_R - \gamma_S \quad (5), \quad \omega_S = \omega_R - \omega_\theta = \omega_R - d\omega_\theta / dt \quad (6,7), \quad \gamma_S = \int \omega_S dt \quad (8)$$

Перераспределение активных токов между параллельно работающими генераторами происходит вследствие изменения взаимных угловых положений роторов, вызванных изменениями их моментов вращения и относительными ускорениями. В каждый расчётный момент времени динамическое изменение взаимных положений роторов выражается условно через фазовый сдвиг между векторами напряжения статоров генераторов:

$$\Delta \gamma_0 = \gamma_{S1} - \gamma_{S2} = (\theta_1 + \gamma_{R1}) - (\theta_2 + \gamma_{R2}), \quad (44,45,46) \quad \theta = \gamma_R - \gamma_S - \Delta \gamma_0. \quad (5)$$

Изменение угла нагрузки θ далее приводит к изменению активной нагрузки агрегата и новому равновесному состоянию системы.

$$E \sin \theta = I_a X_d; \quad I_a = E \sin \theta / X_d. \quad (17,18,19)$$

Перераспределение реактивных токов между параллельно работающими генераторами вызывается появлением в контуре между параллельно соединёнными обмотками статоров избыточной неуравновешанной ЭДС ΔE , которая представляет собой модуль векторной разности ЭДС генераторов N 1 и N 2, и, соответственно, уравнительным реактивным током I_{Δ} , что приводит к новому уравновешенному состоянию системы:

$$\Delta E = \sqrt{[E_1 \sin^2(\Delta\gamma_R)]^2 + [E_2 - E_1 \cos^2(\Delta\gamma_R)]^2}, \quad (48, 49, 50, 51, 52)$$

$$I_r X_d = E \cos\theta - U; \quad I_r = E \cos\theta / X_d - U / X_d, \quad (23...27)$$

$$I_r \Delta = \Delta E / (X_{d1} + X_{d2}), \quad (26)$$

$$I_{aL} = U / r; \quad I_{iL} = U / X, \quad (54...56, 59...61)$$

$$U = \sqrt{E^2 - (I_a X_d)^2} - I_r X_d, \quad (21, 22, 29, 30)$$

$$P = m U I_a; \quad M_g = P / \omega_R. \quad (31...33, 34...36)$$

При рассогласовании нагрузочного электромагнитного момента генератора с текущим вращающим моментом турбины (1) создаётся избыточный момент, который посредством ускорения (замедления) движения ротора, изменения угла нагрузки приводит к новому равновесному состоянию агрегата.

Регулятор активной мощности (частоты) автоматически поддерживает заданное значение мощности (частоты), регулируя вращающий момент турбины изменением количества рабочего тела (пара, топлива, воды), подаваемого в турбину:

$$M_t = P_t / \omega_R = V_t / \omega_R = K(13) Q / \omega_R. \quad (10...15, 9, 16)$$

Внешний сигнал задания активной мощности $[P, f]$ суммируется с сигналом рассогласования частоты $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \omega_S - \omega_O + [P, f]. \quad (10, 11)$$

Регулятор реактивной мощности (напряжения) автоматически поддерживает заданное значение напряжения (реактивной мощности), регулируя ЭДС генератора посредством тока возбуждения:

$$E = K(41) I_f. \quad (41, 42, 43)$$

$$I_f = K(40) U_f / (1 + p T_f) = K(40) U_f / (1 + p L_f / R_f). \quad (39, 40)$$

Внешний сигнал задания реактивной мощности $[U, I_r]$ суммируется с сигналом рассогласования напряжения ΔU :

$$\Delta U = U - U_o + [U, I_r], \quad (37, 38)$$

В общем случае модель описывает параллельную работу двух турбоагрегатов произвольной мощности. При этом изменение общей уставки частоты ω_o отрабатывается в регуляторах обоих агрегатов и приводит к изменению частоты. Изменение уставки "мощность - частота" $[P, f]$ одного из агрегатов приводит к перераспределению активной мощности между агрегатами без изменения частоты. Аналогичным образом отрабатывается изменение общей уставки напряжения U_o и перераспределение реактивной мощности между агрегатами без изменения напряжения.

Данная универсальная модель может быть преобразована в модели для частных случаев – параллельной работы генератора N1 с сетью и автономной работы генератора N1, если принять предельными значения внутренних параметров генератора N2.

Заключение. Разработанная математическая модель и структурная схема параллельной работы позволяют исследовать динамические режимы агрегатов и энергосистемы – вопросы устойчивости, переходных процессов – с использованием также пакета прикладных программ MATLAB (Simulink).

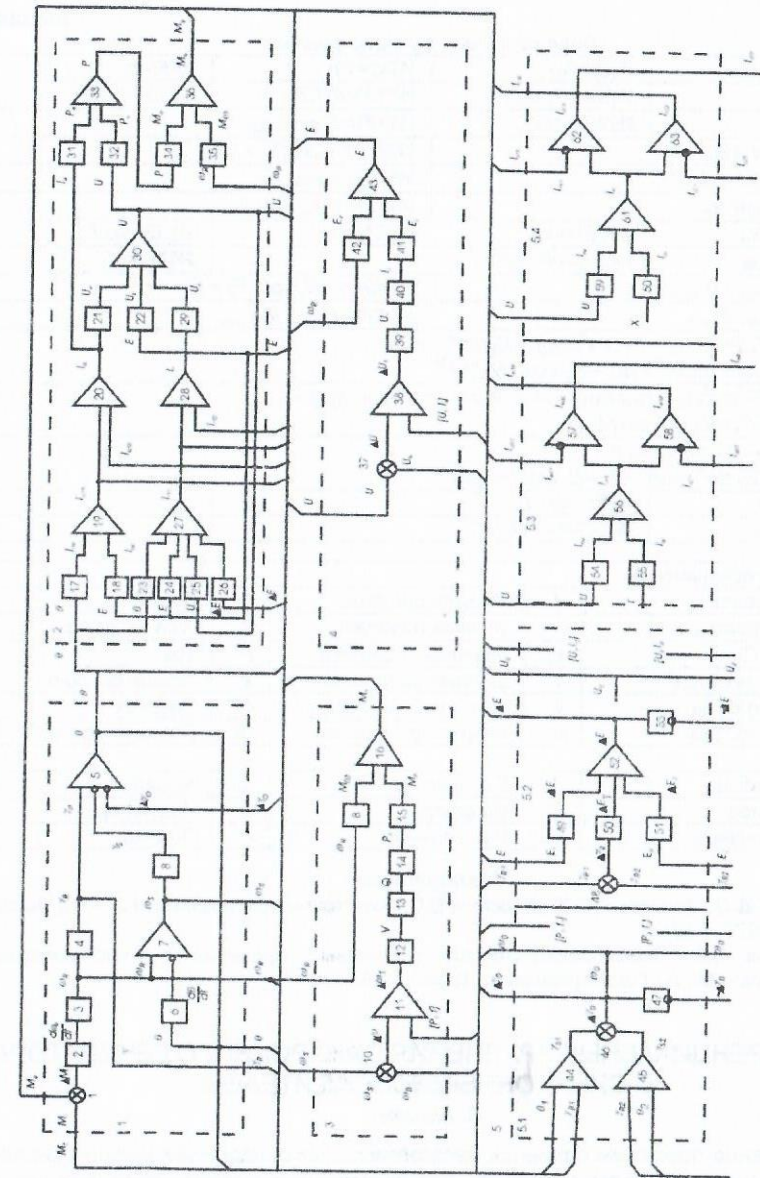


Рис. 1. Структурная схема параллельной работы турбоагрегатов.

- | | |
|---|--|
| 1. Механический блок агрегата | 5. Блок связи агрегатов |
| 2. Электрический блок агрегата | 5.1. - по активной мощности (частоты) |
| 3. Регулятор активной мощности (частоты) | 5.2. - по реактивной мощности (напряжению) |
| 4. Регулятор реактивной мощности (напряжению) | 5.3. - по внешней активной нагрузке |
| | 5.4. - по внешней реактивной нагрузке |

Таблица

Передаточные функции звеньев			
$W(2)=1/J$	$W(3)=1/p$	$W(4)=1/p$	$W(6)=p$
$W(8)=1/p$	$W(9)=-P/\omega_R^2$	$W(12)=K(12)$	$W(13)=K(13)$
$W(14)=1/t$	$W(15)=1/\omega_R$	$W(17)=E \sin \theta / X_d$	
$W(18)=\sin \theta / X_d$		$W(21)=-I_a X_d / [E^2 - (I_a X_d)^2]^{1/2}$	
$W(22)=E / [E^2 - (I_a X_d)^2]^{1/2}$		$W(23)=-\sin \theta / X_d$	
$W(24)=\cos \theta / X_d$		$W(25)=1/(X_{d1} + X_{d2})$	
$W(26)=-1/X_d$	$W(29)=-X_d$	$W(31)=m I_a$	$W(32)=mU$
$W(34)=1/\omega_R$	$W(35)=-P/\omega_R^2$		$W(47)=-1$
$W(39)=U_{1 nom} / \Delta U_{1 nom}$		$W(40)=(1/R_i) / (p L_i / R_i + 1)$	
$W(41)=E_{1 nom} / I_{1 nom}$		$W(42)=E_{R nom} / \omega_{R nom}$	
$W(49)=[E_1 \sin^2(\Delta\gamma_R) - E_2 \cos^2(\Delta\gamma_R) + E_1 \cos^2(\Delta\gamma_R)] / \{[E_1 \sin^2(\Delta\gamma_R)]^2 + [E_2 - E_1 \cos^2(\Delta\gamma_R)]^2\}^{1/2}$			
$W(50)=3 E_1^2 \sin^3(\Delta\gamma_R) \cos(\Delta\gamma_R) + 4 E_1 E_2 \sin(\Delta\gamma_R) \cos(\Delta\gamma_R) - 3 E_2^2 \cos^3(\Delta\gamma_R) \sin(\Delta\gamma_R)$			
$W(51)=E_2 - E_1 \cos^2(\Delta\gamma_R) / \{[E_1 \sin^2(\Delta\gamma_R)]^2 + [E_2 - E_1 \cos^2(\Delta\gamma_R)]^2\}^{1/2}$			
$W(54)=1/r$	$W(55)=(r-U)/r$		
$W(59)=1/x$	$W(60)=(x-U)/x^2$		

Условные обозначения					
M	момент	J	момент инерции	t	Время
ω	скорость	γ	угловое положен	θ	угол нагрузки
E	ЭДС	X_d	реактанс генерат	I	Ток
U	напряжение	r	активн. сопротив	x	реакт. сопрот.
P	мощность	V	масса рабоч. тела	Q	Энергия
m	число фаз	p	оператор Лапласа	W	Передач. функ.
Индексы					
T	турбина	g	Генератор	σ	Уставка
R	ротор	S	Статор	i	Индуктор
a	активный	r	Реактивный	L	Полный

Литература

1. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины. Ч.2. – М.: Высш. школа, 1979. – 304 с.
2. Веников В.А. Электромеханические переходные процессы в электрических системах. – М., Л.: Госэнергоиздат, 1958. – 448 с.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ синхронного генератора с синхронным возбудителем

Л. Маляян

Решение проблемы создания бесконтактных синхронных машин основано на применении эффективных бесконтактных систем возбуждения с возбудителями переменного тока и различных схем автоматического регулирования с использованием электромагнитных или полупроводниковых элементов. Цель данной работы – составление системы дифференциальных

уравнений бесконтактного синхронного генератора с обращенным синхронным возбудителем, которая позволит, используя метод, приведенный в [1], исследовать переходные процессы синхронного генератора при сбросе и набросе нагрузки. Бесконтактный синхронный генератор имеет на статоре главную трехфазную обмотку (индексы 1), демпферную обмотку по продольной оси (D) и дополнительную трехфазную обмотку (индексы 2). Синхронный возбудитель насажен на вал генератора, трехфазная обмотка которого (индексы 3) вращается вместе с основной обмоткой возбуждения (f_1) и питает его через выпрямитель. Возбудитель имеет две обмотки возбуждения (f_3 и f_4), которые питаются от дополнительной обмотки синхронного генератора.

Систему дифференциальных уравнений для синхронного генератора (СГ) с дополнительными и демпферными обмотками в пространстве Парка-Горева можно представить в виде:

– для главной обмотки СГ по осям d и q:

$$\left. \begin{aligned} -U_{d1}(t) &= r_1 i_{d1}(t) + \frac{d\psi_{d1}(t)}{dt} + \omega_0 \psi_{q1}(t), \\ -U_{q1}(t) &= r_1 i_{q1}(t) + \frac{d\psi_{q1}(t)}{dt} - \omega_0 \psi_{d1}(t); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

– для обмотки возбуждения и демпферной обмотки СГ:

$$U_{f1}(t) = r_{f1} i_{f1}(t) + \frac{d\psi_{f1}(t)}{dt}, \quad \theta = r_D i_D(t) + \frac{d\psi_D(t)}{dt} \quad (2)$$

– для дополнительной обмотки СГ по осям d и q:

$$\left. \begin{aligned} -U_{d2}(t) &= r_2 i_{d2}(t) + \frac{d\psi_{d2}(t)}{dt} + \omega_0 \psi_{q2}(t), \\ -U_{q2}(t) &= r_2 i_{q2}(t) + \frac{d\psi_{q2}(t)}{dt} - \omega_0 \psi_{d2}(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Если напряжения, токи и все параметры дополнительной, демпферной и обмотки возбуждения СГ приведены к главной обмотке статора, то потокосцепления равны

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d1} &= L_d i_{d1} + L_d i_{d2} + M_d i_{f1} + M_d i_D, \quad \psi_{q1} = L_q i_{q1} + L_q i_{q2}, \\ \psi_{f1} &= L_{f1} i_{f1} + M_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_d i_D, \\ \psi_D &= L_D i_D + M_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_d i_{f1}, \\ \psi_{d2} &= L_d i_{d1} + L_d i_{d2} + M_d i_{f1} + M_d i_D, \quad \psi_{q2} = L_q i_{q1} + L_q i_{q2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где L_d – индуктивность главной и дополнительной статорных обмоток СГ по оси d; M_d – взаимоиндуктивность главной и дополнительной обмоток статора соответственно с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой СГ по оси d; M_q – взаимоиндуктивность главной и дополнительной обмоток статора СГ по оси q; L_q – индуктивность главной обмотки статора

СГ по оси q; L_D – индуктивность демпферной обмотки СГ; L_{Π} – индуктивность обмотки возбуждения СГ.

Дифференциальные уравнения синхронного возбудителя будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} -U_{d3}(t) &= r_3 i_{d3}(t) + \frac{d\psi_{d3}(t)}{dt} + \omega_0 \psi_{q3}(t), \\ -U_{q3}(t) &= r_3 i_{q3}(t) + \frac{d\psi_{q3}(t)}{dt} - \omega_0 \psi_{d3}(t), \\ U_{f3}(t) &= r_{f3} i_{f3}(t) + \frac{d\psi_{f3}(t)}{dt}, \quad U_{f4}(t) = r_{f4} i_{f4}(t) + \frac{d\psi_{f4}(t)}{dt}, \end{aligned} \right\} (5)$$

где соответственно потокосцепления будут равны

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d3} &= L_{d3} i_{d3} + M_3 i_{f3} + M_4 i_{f4}, \quad \psi_{q3} = L_{q3} i_{q3}, \\ \psi_{f3} &= L_{f3} i_{f3} + M_3 i_{d3} + M_{34} i_{f4}, \quad \psi_{f4} = L_{f4} i_{f4} + M_4 i_{d3} + M_{34} i_{f3}, \end{aligned} \right\} (6)$$

где L_{d3} – индуктивность обмотки статора возбудителя по оси d; L_{q3} – индуктивность обмотки статора возбудителя по оси q; M_3 – взаимная индуктивность между обмоткой статора и обмоткой возбуждения f_3 возбудителя; M_4 – взаимная индуктивность между обмоткой статора и обмоткой возбуждения f_4 возбудителя; L_{f3} – индуктивность обмотки возбуждения f_3 возбудителя; L_{f4} – индуктивность обмотки возбуждения f_4 возбудителя; M_{34} – взаимная индуктивность обмоток возбуждения возбудителя.

Систему дифференциальных уравнений (1), (2), (3) и (5) для приращений представим в операторном виде

$$\left. \begin{aligned} -U_{d1}(p) &= r_1 I_{d1} + p(L_d I_{d1} + L_d I_{d2} + M_d I_{f1} + M_d I_D) + \\ &+ \omega_0(L_q I_{q1} + L_q I_{q2}) + p^{-1} A_{d1}, \\ -U_{q1}(p) &= r_1 I_{q1} + p(L_q I_{q1} + L_q I_{q2}) - \omega_0(L_d I_{d1} + L_d I_{d2} + \\ &+ M_d I_{f1} + M_d I_D) + p^{-1} A_{q1}, \\ U_{f1}(p) &= r_{f1} I_{f1} + p(L_{f1} I_{f1} + M_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_d I_D) + p^{-1} A_{f1}, \\ 0 &= r_D I_D + p(L_D I_D + M_d I_{d1} + M_d I_{d2} + M_d I_{f1}) + p^{-1} A_D, \\ -U_{d2} &= r_2 I_{d2} + p(L_d I_{d1} + L_d I_{d2} + M_d I_{f1} + M_d I_D) + \\ &+ \omega_0(L_q I_{q1} + L_q I_{q2}) + p^{-1} A_{d2}, \\ -U_{q2} &= r_2 I_{q2} + p(L_q I_{q1} + L_q I_{q2}) - \omega_0(L_d I_{d1} + L_d I_{d2} + \\ &+ M_d I_{f1} + M_d I_D) + p^{-1} A_{q2}, \\ -U_{d3} &= r_3 I_{d3} + p(L_{d3} I_{d3} + M_3 I_{f3} + M_4 I_{f4}) + \omega_0 L_{q3} I_{q3} + p^{-1} A_{d3}, \\ -U_{q3} &= r_3 I_{q3} + p L_{q3} I_{q3} - \omega_0(L_{d3} I_{d3} + M_3 I_{f3} + M_4 I_{f4}) + p^{-1} A_{q3}, \\ U_{f3} &= r_{f3} I_{f3} + p(L_{f3} I_{f3} + M_3 I_{d3} + M_{34} I_{f4}) + p^{-1} A_{f3}, \\ U_{f4} &= r_{f4} I_{f4} + p(L_{f4} I_{f4} + M_4 I_{d3} + M_{34} I_{f3}) + p^{-1} A_{f4}, \end{aligned} \right\} (7)$$

где начальные значения A_{ij} равны

$$\left. \begin{aligned} A_{d1} &= r_1 i_{d1}^0 + \omega_0 L_q (i_{q1}^0 + i_{q2}^0) + U_{d1}^0, \\ A_{q1} &= r_1 i_{q1}^0 - \omega_0 L_d (i_{d1}^0 + i_{d2}^0) - \omega_0 M_d (i_{f1}^0 + i_D^0) + U_{q1}^0, \\ A_{f1} &= r_{f1} i_{f1}^0 - U_{f1}^0, \quad A_D = r_D i_D^0, \\ A_{d2} &= r_2 i_{d2}^0 + \omega_0 L_q (i_{q1}^0 + i_{q2}^0) + U_{d2}^0, \\ A_{q2} &= r_2 i_{q2}^0 - \omega_0 L_d (i_{d1}^0 + i_{d2}^0) - \omega_0 M_d (i_{f1}^0 + i_D^0) + U_{q2}^0, \\ A_{d3} &= r_3 i_{d3}^0 + \omega_0 L_{q3} i_{q3}^0 + U_{d3}^0, \\ A_{q3} &= r_3 i_{q3}^0 - \omega_0 (L_{d3} i_{d3}^0 + M_3 i_{f3}^0 + M_4 i_{f4}^0) + U_{q3}^0, \\ A_{f3} &= r_{f3} i_{f3}^0 - U_{f3}^0, \quad A_{f4} = r_{f4} i_{f4}^0 - U_{f4}^0. \end{aligned} \right\} (8)$$

Дифференциальные уравнения для цепей подключенной нагрузки "а" ($r_a + j\omega_0 L_a$) будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} U_{d1} &= (r_a + pL_a) I_{da} + \omega_0 L_a I_{qa} + p^{-1} A_{da}, \\ U_{q1} &= (r_a + pL_a) I_{qa} - \omega_0 L_a I_{da} + p^{-1} A_{qa}. \end{aligned} \right\} (9)$$

Дифференциальные уравнения для цепей нагрузки "а" при набросе нагрузки "b" ($r_b + j\omega_0 L_b$) будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} U_{d1} &= (r_b + pL_b) I_{db} + \omega_0 L_b I_{qb} + p^{-1} A_{db}, \\ U_{q1} &= (r_b + pL_b) I_{qb} - \omega_0 L_b I_{db} + p^{-1} A_{qb}. \end{aligned} \right\} (10)$$

Таким образом, полученные системы уравнений (7), (9) и (10) позволяют, используя метод, представленный в [1], исследовать переходные процессы в бесконтактном синхронном генераторе. Необходимо отметить, что в таких системах используются различные схемы регулирования и коррекции выходного напряжения генератора. При этом, для решения вышеуказанных уравнений необходимо для выбранной схемы компаундирования сформулировать значения напряжений возбуждения возбудителя.

Литература

1. Арешян Г.А.. Специальные вопросы теории электрических машин переменного тока. - Ереван:Изд. ГИУА, 1999. -300 с.

ЯВЛЯЮТСЯ ЛИ ЗАКОН ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ ФАРАДЕЯ И ЗАКОН ПОЛНОГО ТОКА БИО – САВАРА ЭКВИВАЛЕНТНЫМИ?

М. Арамян, В. Симонян, М. Григорян

Исследуя электромагнитное поле в однородной и изотропной материальной среде с абсолютными диэлектрической ϵ и магнитной проницаемостями, между основными физическими величинами, входящими в систему уравнений поля, установлены функциональные зависимости [7-12]

$$H = vD, \quad (1) \quad E = vB, \quad (2)$$

где H и E - напряженности магнитного и электрического полей; D - электрическое смещение; B - магнитная индукция; v - скорость распространения электромагнитного поля.

Предложенный в [7-12] новый метод исследования электромагнитного поля позволяет из линейных зависимостей (1) и (2) вывести, соответственно, закон полного тока и закон электромагнитной индукции. С этой целью проведем декартовую координатную систему S , определяемую единичными векторами \hat{i}, \hat{j} и \hat{k} , в начале отсчета которой расположен источник электромагнитного поля (при вакууме - источник света). При рассмотрении распространения электромагнитного поля вдоль произвольно расположенного вектора \hat{n} выражения (1) и (2), а также скорость \vec{v} удастся представить в виде

$$\vec{H} = \hat{r} vD, \quad (3) \quad \vec{E} = \hat{R} vB, \quad (4) \quad \vec{v} = \hat{n} v, \quad (5)$$

где \hat{n}, \hat{R} и \hat{r} - единичные векторы, определяющие новую систему координат S' , начало отсчета которой совпадает с началом отсчета системы S .

Теперь можно показать, что в случае криволинейного интеграла по замкнутому контуру L из (3) вытекает закон полного тока. Действительно, провоздя это действие и переходя к поверхностному интегралу, можно получить

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \int_S \text{rot } \hat{r} vD d\vec{S}. \quad (6)$$

Учитывая, что \hat{n}, \hat{R} и \hat{r} образуют правую ортогональную систему, подынтегральное выражение правой части (6) можно преобразовать и привести к виду

$$\text{rot } \hat{r} vD = -\frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \left(\left[\hat{n} \times \hat{r} \right] vD \right) = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\hat{R} D \right) = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (6), получим закон полного тока.

Теперь из того же выражения (6) можно вывести закон электромагнитной индукции. Для этого следует выражение (6) с учетом (1) и (2) привести к другому эквивалентному виду

$$\oint_L \hat{r} vD d\vec{l} = \int_S \text{rot } \hat{r} H d\vec{S}. \quad (8)$$

Умножая векторно обе части (8) на \hat{n} получим

$$\oint_L [\hat{n} \times \hat{r}] vE d\vec{l} = - \int_S \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} (\hat{n} \times (\hat{n} \times \hat{r}) H) d\vec{S},$$

Из закона полного тока можно перейти к закону электромагнитной индукции:

$$\oint_L \vec{E} d\vec{l} = - \int_S \frac{1}{\epsilon v^2} \frac{\partial}{\partial t} ([\hat{n} \times \hat{R}] H) d\vec{S} = - \int_S \frac{\partial}{\partial t} (\hat{r} \mu H) d\vec{S} = - \int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{S}.$$

Теперь рассмотрим зависимость (4) и покажем, что из него можно получить закон полного тока. Действительно, интеграл по L из (4) равен

$$\oint_L \vec{E} d\vec{l} = - \int_S \text{rot } \hat{R} vB d\vec{S} = - \int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{S}, \quad (9)$$

так как

$$\text{rot } \hat{R} vB = -\frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} ([\hat{n} \times \hat{R}] vB) = -\frac{\partial}{\partial t} (\hat{r} B) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (10)$$

Теперь, преобразуя (9), из закона Фарадея можно получить закон полного тока. Для этого следует в (9) подставить значения E и B из (1) и (2):

$$\oint_L \hat{R} v\mu H d\vec{l} = \int_S \text{rot } \hat{R} E d\vec{S} = - \int_S \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} ([\hat{n} \times \hat{R}] E) d\vec{S},$$

откуда можно получить

$$\oint_L \hat{R} H d\vec{l} = - \int_S \frac{1}{\mu v^2} \frac{\partial}{\partial t} (\hat{r} E) d\vec{S}. \quad (11)$$

Теперь, векторно умножая обе части (11) на \hat{n} , получим закон полного тока:

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} d\vec{S}. \quad (12)$$

Итак, если закон полного тока или закон электромагнитной индукции из

одной плоскости перенести на перпендикулярную ей плоскость, то из закона полного тока можно получить закон электромагнитной индукции и наоборот, из закона электромагнитной индукции – закон полного тока.

Литература

1. Арамян М.А. Расчет поля в кубической пространственной системе сферических частиц, помещенных во внешнее однородное поле // Теоретическая электротехника. Львовский государственный университет. -1990. -Вып. 49. -С.107-119.
2. Арамян М.А. Уточнение в теории расчета диэлектрической проницаемости Максвелла-Вагнера // Коллоидный Журнал. -1992. -Т. 54, N5. -С. 24-32.
3. Арамян М.А. К расчету полей в слоистых структурах и вычисление интегральных параметров //ИФЖ. -1994. -Т. 67, N1-2. -С. 132-140.
4. Арамян М.А. Расчет потенциальных полей и средних параметров дисперсных систем регулярных структур с различными формами включений //Электричество.- 1997, N20.-С.64-69.
5. Арамян М., Карапетян Г. Расчет усредненных параметров неоднородных сред с переменными свойствами включений //ИФЖ. -Минск, 2001. -Т.74. -С.92-98.
6. Арамян М., Карапетян Г. Расчет диэлектрической проницаемости неоднородных материалов периодических структур усреднением уравнений потенциальных полей //ИФЖ. –Минск, 2001. -Т.74, N1.-С. 99-102.
7. Арамян М., Арамян А. К электродинамике движущихся зарядов // Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2002.-Т.1. - С. 99-101.
8. Арамян М., Арамян А. Можно ли из дополнительных уравнений электромагнитного поля получить основные уравнения электродинамики Максвелла // Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 147-150.
9. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля// Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 150-154.
10. Арамян М., Арамян А. К теории электродинамики Максвелла //Вестник Инженерной Академии Армении. -Ереван, 2004. -Т.1. -С.27-36.
11. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля //Изв НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.- 2005. –Т.58, N1. -С.89-102.
12. Арамян М., Арамян А. К теории электромагнитного поля //Эл.-во. -М., 2005.

О ЗАКОНОМЕРНОСТИ, УСТАНОВЛЕННОЙ В ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ МАКСВЕЛЛА

А. Арамян, М. Арамян

В теории электромагнитного поля из уравнений движения механики Ньютона и из уравнений электродинамики Максвелла установлена общая закономерность между двумя определенными физическими величинами.

1. Введение

Известно, что классическая теория электромагнитного поля описывается полной системой уравнений Максвелла. Проводим обзор теории этого поля на основе уравнений Максвелла, которые констатируют, что эти уравнения невозможно свести к пространственному перемещению, движению, а также к другим понятиям и явлениям механики. И поскольку уравнения Максвелла удивительно точно совпадают с экспериментом, кроме того, описывают электромагнитные явления, то они принимаются как постулированные уравнения [1-18].

Однако проводимые на основе наших прежних работ [19-24] исследования показывают, что уравнения электродинамики Максвелла можно привести к весьма простым выражениям [24-29]. Более того, можно показать, что в классической электродинамике можно установить общую закономерность между двумя определенными физическими величинами, фигурирующими в этой теории. И эта закономерность может быть установлена как из уравнений движения механики, так и из уравнений электродинамики. Следовательно, уравнения Максвелла можно привести к уравнению движения механики.

Эти утверждения были основаны на том факте, что физические явления, описываемые уравнениями Максвелла и законами динамики Ньютона, происходят в абсолютном трехмерном пространстве в течение абсолютного времени. В классической электродинамике исследуются такие явления, как распространение электромагнитных волн в различных материальных средах, световых волн в вакууме, передача и преобразование энергии электромагнитного поля, взаимодействие этих полей и т.д. В классической же механике исследуются движение, взаимодействие материальных тел с постоянными массами, распространение и преобразование энергии движения этих тел и т.д. Так что в основе этих двух классических теорий лежит абсолютное пространство и время, движение и взаимодействие.

На основе этих двух фактов было установлено, в частности, что между механикой Ньютона и электродинамикой Максвелла существует тесная связь. Она заключается в том, что отношение размерностей пути равномерного движения и времени в механике и отношение размерностей напряженности магнитного поля \vec{H} и электрического смещения \vec{D} , напряженности электрического поля \vec{E} и магнитной индукции \vec{B} в электродинамике – одна и та же величина и равна размерности скорости движения [25-29]. В данной работе устанавливается общая закономерность в теории электромагнитного поля между двумя определенными физическими величинами как из уравнений движения механики, так и из уравнений электродинамики.

2. Установление закономерности между двумя определенными физическими величинами в теории электромагнетизма из уравнения равномерного движения механики

Пусть дана задача, рассмотренная в [25-29]. Однако здесь предполагается, что трехмерное пространство заполнено не материальной средой, а вакуумом с электрической ϵ_0 и магнитной μ_0 постоянными. В такой среде электромагнитное поле с напряженностями \vec{E} и \vec{H} , как известно, распространяется со скоростью света c . Тогда длина l , пройденная за время t волной, вышедшей из начала отсчета системы S в момент $t=0$, теперь будет равна

$$l = ct. \quad (1)$$

Можно доказать, что в теории электромагнитного поля аналогичная линейная зависимость (1), помимо $H(D)$ и $E(B)$ [25-29], между двумя другими

определенными физическими величинами A и B равна

$$A = cB = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} B. \quad (2)$$

Действительно, пусть нами определена скалярная или векторная физическая величина A с размерностью $[A]$ (напряженность магнитного поля \vec{H} с размерностью $[A/m]$; напряженность электрического поля \vec{E} $[V/m]$, плотность тока $\vec{\delta}$ $[A/m^2]$ и т.д.). Тогда можно доказать, что в теории электромагнитного поля существует другая определенная физическая величина B с размерностью $[B]$ (соответственно, электрическое смещение \vec{D} $[A \cdot c / m^2]$; магнитная индукция \vec{B} $[V \cdot c / m^2]$, плотность объемного заряда ρ $[K / m^3]$ и т.д.), и отношение $[A]$ и $[B]$ равно размерности скорости движения:

$$[A]/[B] = [m/c].$$

Это можно установить, умножив обе части (1) на величину A :

$$A \cdot l = ct \cdot A.$$

Из этого выражения можно получить другую физическую величину B :

$$B = A/c = A \cdot l/l.$$

Между A и B имеет место аналогичная (2) линейная зависимость:

$$A = cB. \quad (3)$$

Следовательно, из уравнения равномерного движения механики (1) можно установить линейные зависимости

$$H = cD, \quad (4) \quad E = cB, \quad (5) \quad \delta = c\rho \quad (6)$$

и т.д.

Итак, между шестью основными физическими величинами: H, E, δ и D, B, ρ установлены одни и те же линейные зависимости (4)-(6). А в полную систему уравнений электродинамики Максвелла входят именно эти шесть основных физических величин. И так как эта система уравнений описывает все явления, наблюдаемые в теории электричества и магнетизма, поэтому аналогичная (3) зависимость должна иметь место и между другими двумя определенными физическими величинами, фигурирующими в теории электромагнитного поля. Действительно, если в (3) физическая величина A представляет собой волновое сопротивление z $[Ohm]$ волновую проводимость y $[1/Ohm]$, электрический ток i $[A]$, электрическое напряжение u $[V]$, энергию массы покоя элементарной частицы W_0 $[Джоуль]$, импульс массы покоя P_0 $[кг \cdot м/с]$ и т.д., то физическая величина B будет представлять собой, соответственно, магнитную постоянную μ_0 $[Ohm \cdot c/m]$, электрическую постоянную ε_0 $[с / Ohm \cdot м]$, линейную плотность электрического заряда τ_{Σ} $[K/m]$ линейную плотность магнитного потока τ_M $[вебер/м]$,

импульс массы покоя P_0 $[кг \cdot м/с]$, массу покоя элементарной частицы m_0 $[кг]$ и т.д. То есть, помимо (4)-(6), из (3) можно установить линейные зависимости

$$z = c\mu_0, \quad (7) \quad y = c\varepsilon_0, \quad (8)$$

$$i = c\tau_{\Sigma}, \quad (9) \quad u = -c\tau_M, \quad (10)$$

$$W_0 = cP_0, \quad (11) \quad P_0 = cm_0, \quad (12)$$

где $\tau_{\Sigma} = \partial q / \partial l$, $\tau_M = \partial \Phi / \partial l$.

3. Установление закономерности $A = cB$ из уравнений электромагнитного поля

Теперь можно показать, что зависимость (3) между основными физическими величинами H и D , E и B , δ и ρ имеет место и в самих уравнениях электродинамики Максвелла. Так вот, при распространении электромагнитной волны вдоль произвольно расположенного единичного вектора \hat{n} , первое уравнений Максвелла теперь примет вид

$$\vec{rot} H = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \begin{pmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ n_x & n_y & n_z \\ H_x & H_y & H_z \end{pmatrix} = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} [\hat{n} \times \vec{H}] = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (I)$$

где $\vec{H} = \hat{r} H$, $\vec{D} = \hat{R} D$, а единичные векторы \hat{n}, \hat{R} и \hat{r} системы S' образуют правую ортогональную систему [25-29]:

$$\hat{n} = \begin{bmatrix} \hat{R} \times \hat{r} \\ \hat{R} \times \hat{r} \end{bmatrix}, \quad \hat{R} = -\begin{bmatrix} \hat{n} \times \hat{r} \\ \hat{n} \times \hat{r} \end{bmatrix}, \quad \hat{r} = \begin{bmatrix} \hat{n} \times \hat{R} \\ \hat{n} \times \hat{R} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Тогда (I) уравнение можно привести к эквивалентному виду

$$-\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} [\hat{n} \times \vec{H}] = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} \hat{n} \times \hat{r} \\ \hat{n} \times \hat{r} \end{bmatrix} H \right) = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} (-\hat{R} H) = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}.$$

Из этого выражения следует зависимость (4).

Приведем вывод зависимости (5) из второго уравнения Максвелла, которая имеет вид [25-29] при $v = c$:

$$\vec{rot} E = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \hat{n} \times \vec{E} \\ \hat{n} \times \vec{E} \end{bmatrix} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (II)$$

Подставляя в это уравнение $\vec{E} = \hat{R} E$ и $\vec{B} = \hat{r} B$, с учетом (13) можно получить линейную зависимость (5):

$$-\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} \hat{n} \times \hat{R} \\ \hat{n} \times \hat{R} \end{bmatrix} E \right) = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} (\hat{r} E) = -\frac{\partial}{\partial t} (\hat{r} B)$$

Итак, из уравнения равномерного движения механики и из уравнений электродинамики Максвелла установлена общая закономерность (3) между двумя определенными физическими величинами, входящими в законы и уравнения теории электромагнитного поля.

Теперь можно доказать, что установленная выше закономерность (3) имеет место и при переменном движении, в частности, при равномерно – переменном движении.

4. Установление закономерности $A = vB$ из уравнения равномерно – переменного движения механики

Предположим, что в заданном однородном электромагнитном поле с напряженностями \vec{E} и \vec{H} вносится заряженная частица массой m и зарядом q . Под действием сил поля эта частица будет двигаться с ускорением $a = |\vec{a}|$. Пренебрегая зависимостью m от скорости движения $v = |\vec{v}|$, а также собственным полем этой частицы и пройденным ею путем l с момента вхождения в заданное поле, будем иметь

$$l = 1/2 vt = 1/2 at^2, \quad (15)$$

где $v = at$.

Проводя те же действия, что и над уравнением равномерного движения (1), из (15) можно установить

$$\frac{1}{v} A = B = \frac{1}{2} \frac{l}{l} A,$$

откуда получим

$$A = vB. \quad (16)$$

Если в (16) величина A представляет собой энергию движения этой частицы W [джоуль], импульс частицы P [кг·м/с], мощность энергии N [Н·м/с], то величина B будет представлять собой, соответственно, P , m и действующую на частицу силу F [Н] и т.д.

$$W = vP, \quad (17) \quad P = vm, \quad (18) \quad N = vF. \quad (19)$$

Таким образом, в теории электромагнитного поля установлена общая закономерность между двумя A и B определенными физическими величинами, входящими в эту теорию.

Литература

1. Максвелл Дж.К. Статьи и речи. –М.:Наука, 1968.
2. Максвелл Дж.К. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля. М.:Изд-во технико-теоретической литературы, 1954.
3. Зоммерфельд А. Электростатика и электродинамика. –М.: ИЛ., 1958.
4. Смайт У.Р. Электростатика и электродинамика. –М.:ИЛ, 1954.
5. Страттон Дж.А. Теория электромагнетизма. –М.:Гостехиздат, 1948.
6. Тамм И.Е., Основы теории электричества. –М.: Физматлит, 2003.

7. Шимони К. Теоретическая электротехника. –М.:Мир, 1964.
8. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. –М.: Физматлит, 2001.
9. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория поля. –М.:Физматлит, 2001.
10. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Том 6. Электродинамика. –М.:Мир, 1966.
11. Ч. Киппель, У. Найт, М. Рудерман. Берклевские лекции по физике. Т. 1,2. –М.: Наука, 1975. –С. 331-466.
12. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. –М.: Изд-во АН СССР, 1948.
13. Бухгольц. Расчет электрических и магнитных полей. –М.:ИЛ, 1961.
14. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники. Т.3. Питер, 2003.
15. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Часть третья. –М.: Энергия, 1965.
16. Ионкин П.А., Даревский А.И., Кухаркин Е.С., Миронов В.Г., Мельников Н.А. Теоретические основы электротехники. Т.2. –М.:Высшая школа, 1976.
17. Атабеков Г.И, Купалян С.Д., Тимофеев А.Б., Хухриков С.С. Теоретические основы электротехники. Часть II, III. –М.: Энергия 1968.
18. Арамян М.А. Расчет поля в кубической пространственной системе сферических частиц, помещенных во внешнее однородное поле // Теоретическая Электротехника / Львовский государственный университет. -1990. -Вып. 49. -С.107-119.
19. Арамян М.А. Уточнение в теории расчета диэлектрической проницаемости Максвелла-Вагнера // Коллоидный Журнал. -1992. -Т. 54, N 5. -С. 24-32.
20. Арамян М.А. К расчету полей в слоистых структурах и вычисление интегральных параметров //ИФЖ. -1994. -Т. 67, N1-2. -С. 132-140.
21. Арамян М.А. Расчет потенциальных полей и средних параметров дисперсных систем регулярных структур с различными формами включений //Электричество. -1997, N2. -С.64-69.
22. Арамян М., Карапетян Г. Расчет усредненных параметров неоднородных сред с переменными свойствами включений//ИФЖ. -Минск, 2001. -Т.74.-С.92-98.
23. Арамян М., Карапетян Г. Расчет диэлектрической проницаемости неоднородных материалов периодических структур усреднением уравнений потенциальных полей //ИФЖ. -Минск, 2001. -Т.74, N1.- С. 99-102.
24. Арамян М., Арамян А. К электродинамике движущихся зарядов// Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2002. -Т.1. -С. 99-101.
25. Арамян М., Арамян А. Можно ли из дополнительных уравнений электромагнитного поля получить основные уравнения электродинамики Максвелла //Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 147-150.
26. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля //Годичная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 150-154.
27. Арамян М., Арамян А. К теории электродинамики Максвелла //Вестник Инженерной академии Армении.-Ереван, 2004. -Т.1. -С.27-36.
28. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля //Изв.НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. -2005.-Т.1, N1. –С.89-102.
29. Арамян М., Арамян А. К теории электромагнитного поля. –М.: Эл-во, 2005.

К ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ДВИЖУЩИХСЯ ТЕЛ (ОБ УСТАНОВЛЕНИИ ВЗАИМОСВЯЗИ КЛАССИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ И КЛАССИЧЕСКОЙ МЕХАНИКИ)

А. Арамян

Предложен метод, позволяющий из основного закона динамики Ньютона вывести основные уравнения электродинамики Максвелла.

Предположим, что в вакууме с электрической ϵ_0 и магнитной μ_0 постоянными установлено электромагнитное поле, где в произвольной точке трехмерного пространства напряженности электрического и магнитного полей равны, соответственно \vec{E} [В/М] и \vec{H} [А/М]. Пусть в объеме V [м³] имеется заряд q_0 [К] с объемной плотностью ρ_0 [К/м³]. Масса этой заряженной частицы пусть будет равна m_0 [кг].

Под действием силы электромагнитного поля $\vec{F}_{ЭМ}$ [Н] заряженная частица движется с ускорением \vec{a} [м/с²]. А на массу частицы m_0 действует механическая сила Ньютона \vec{F}_H , которая, согласно основному закону динамики, равна

$$\vec{F}_H = m_0 \vec{a}. \quad (1)$$

В (1) предполагается, что масса частицы не зависит от её скорости движения. При этих предположениях требуется показать, что из основного закона механики (1) можно вывести основные уравнения электродинамики Максвелла.

Предположение, что эта задача разрешима, было основано на тех результатах, которые нами были установлены в [7-12]. В частности, в предложенном новом методе исследования электромагнитного поля из уравнений равномерного, а также равномерно – переменного движения механики установлены функциональные зависимости между \vec{E} и магнитной индукцией \vec{B} [В·с/м²], между \vec{H} и электрическим смещением \vec{D} [А·с/м²] и т.д. Зависимости $\vec{E}(\vec{B})$ и $\vec{H}(\vec{D})$ можно представить в векторной форме

$$\vec{E} = \hat{R} v B = -v [\hat{n} \times \hat{r}] B = -[\vec{v} \times \vec{B}], \quad (2)$$

$$\vec{H} = \hat{r} v D = v [\hat{n} \times \hat{R}] D = [\vec{v} \times \vec{D}], \quad (3)$$

где

$$\vec{H} = \hat{r} H, \quad \vec{E} = \hat{R} E, \quad \vec{v} = \hat{n} v, \quad (4)$$

а единичные векторы \hat{R} , \hat{r} и \hat{n} образуют правую ортогональную систему, определяемую декартовой системой координат. Учитывая, что действую-

щая на заряд частицы q сила электрического поля, согласно определению \vec{E} , равна

$$\vec{F}_Э = q \vec{E}, \quad (5)$$

а сила магнитного поля \vec{F}_M

$$\vec{F}_M = q [\vec{v} \times \vec{B}], \quad (6)$$

из зависимости (2) можно установить

$$\vec{F}_Э = q \vec{E} = -q [\vec{v} \times \vec{B}] = -\vec{F}_M. \quad (7)$$

Сумма сил $\vec{F}_Э$ и \vec{F}_M дает известную силу Лоренца $\vec{F}_Л$

$$\vec{F}_Л = q(\vec{E} + [\vec{v} \times \vec{B}]). \quad (8)$$

Из равенства сил Ньютона (1) и Лоренца (8) можно получить известное уравнение движения

$$\vec{F}_H = m_0 \vec{a} = q(\vec{E} + [\vec{v} \times \vec{B}]) = \vec{F}_Л. \quad (9)$$

Теперь можно показать, что из второго закона Ньютона, представляющего уравнение (9), можно вывести уравнения электродинамики Максвелла. Для решения этой задачи воспользуемся известным свойством электромагнитного поля, согласно которому на величину скорости движения заряженного тела v действует только электрическое поле \vec{E} . Действительно, скалярно умножив обе части (12) на \vec{v} , получим

$$m_0 \vec{a} v = q \vec{E} v. \quad (10)$$

Тогда из (10), с учетом $\vec{v} = \vec{a} t$, можно установить зависимость между энергией движения W и энергией электрического поля $W_Э$:

$$m_0 v^2 / t = q \vec{E} v. \quad (11)$$

Из этого выражения можно получить равенство энергии движения W [Джоуль] и энергии электрического поля

$$W = m_0 v^2 = \int_V \rho v t E dV = W_Э = \int_V \vec{E} \vec{D} dV. \quad (12)$$

Из последнего равенства для "полного" заключения электрического смещения $\vec{D}_П$ можно получить

$$\vec{D}_П = \vec{D} = \rho v t. \quad (13)$$

Частное производное (13) по времени, с учетом $\vec{\rho v} = \gamma \vec{E}$, можно получить из уравнения Максвелла (I) $\partial(\gamma \vec{E})/\partial t$:

$$\text{rot } \vec{H} = \partial D_{\text{II}}/\partial t = \rho \vec{v} + t \partial(\rho \vec{v})/\partial t = \gamma \vec{E} + t \partial(\gamma \vec{E})/\partial t. \quad (14)$$

В (14) время t можно принять равным времени релаксации плотности заряда $t = \tau = \varepsilon/\gamma$. Тогда для уравнения Максвелла (I) можно получить

$$\text{rot } \vec{H} = \gamma \vec{E} + \varepsilon_0 \partial \vec{E}/\partial t. \quad (I)$$

Из (13) для $|\vec{E}|$ можно получить

$$E = \frac{\rho v}{\varepsilon} \cdot t \quad \text{или} \quad -\frac{1}{v} \hat{r} E = -\frac{1}{v} [\hat{n} \times \hat{R}] E = -\frac{1}{v} [\hat{n} \times \vec{E}]. \quad (15)$$

Частное производное (15) по времени дает уравнений Максвелла (II)

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \left([\hat{n} \times \vec{E}] \right) = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\hat{r} \rho / \varepsilon \right) = -\frac{\partial B}{\partial t}, \quad (II)$$

так как $\vec{B} = \hat{r} B = \hat{r} \rho / \varepsilon \cdot t$.

Литература

1. Арамян М.А. Расчет поля в кубической пространственной системе сферических частиц, помещенных во внешнее однородное поле // Теоретическая Электротехника / Львовский государственный университет. -1990. -Вып. 49. -С.107-119.
2. Арамян М.А. Уточнение в теории расчета диэлектрической проницаемости Максвелла-Вагнера // Коллоидный Журнал. -1992.-Т. 54, N5, С. 24-32.
3. Арамян М.А. К расчету полей в слоистых структурах и вычисление интегральных параметров //ИФЖ. -1994.- Т. 67, N1-2. -С. 132-140.
4. Арамян М.А. Расчет потенциальных полей и средних параметров дисперсных систем регулярных структур с различными формами включений //Электричество. -1997, N 2. -С.64-69.
5. Арамян М., Карапетян Г. Расчет усредненных параметров неоднородных сред с переменными свойствами включений //ИФЖ. -Минск, 2001. -Т.74. -С.92-98.
6. Арамян М., Карапетян Г. Расчет диэлектрической проницаемости неоднородных материалов периодических структур усреднением уравнений потенциальных полей //ИФЖ. -Минск, 2001.-Т.74, N 1.-С. 99-102.
7. Арамян М., Арамян А. К электродинамике движущихся зарядов// Годишная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2002. -Т.1. -С. 99-101.
8. Арамян М., Арамян А. Можно ли из дополнительных уравнений электромагнитного поля получить основные уравнения электродинамики Максвелла //Годишная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 147-150.
9. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля //Годишная научная конференция ГИУА. -Ереван, 2004. -Т.1. -С. 150-154.
10. Арамян М., Арамян А. К теории электродинамики Максвелла //Вестник Инженерной академии Армении.-Ереван, 2004. -Т.1. -С.27-36.
11. Арамян М., Арамян А. О методе исследования электромагнитного поля //ИЗВ.НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.-2005. -Т.58,N1. -С.89-102.
12. Арамян М., Арамян А. К теории электромагнитного поля. -М.:Эл-во, 2005.

ՀԻՊՐՈԳՆԵՐԱՏՈՐԻ ՕՂԱՅԻՆ ԲԱՑԱԿԸ ՍՏՈՒԳՈՂ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԵՎ ԲԵՆԱԿԵՏԱՅԻՆ ՏԱՐՐԵՐԻ ՀԱՄԱՏԵՂ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏՎՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ

Գ. Գևորգյան, Ն. Դավթյան, Ռ. Հակոբյան

Հիպրոգնեռատորներում ստատորի գլանայնության ու համաչափության խանգարումը և ռոտորի բևեռների ծավառությունը հանգեցնում է օդային բացակի տարրեր տեսակի ասիմետրիկությունների, հետևաբար և միակողմանի մագնիսական ձգման ստատորի կողմ ռոտորին: Ստուգման համակարգերը, որոնք նախատեսված են թույլատրելի նորմերով նույնացնել օդային բացակի շառավղային երկարությունը, արդյունքում ստեղծվել են առանց հաշվի առնելու կրկակալների վիճակը: Օդային բացակի նորմալ վիճակը լիովին կարող է համատեղվել կրկակալներում վտանգավոր ինչ-որ անոմալ ստատիայի առաջացման հետ, որը կպահանջի հիպրոգնեռատորի անմիջապես կանգառ:

Սեր նպատակն է հետազոտել օդային բացակի և կրկակալների վիճակի հարաբերակցության առանձնահատկությունները:

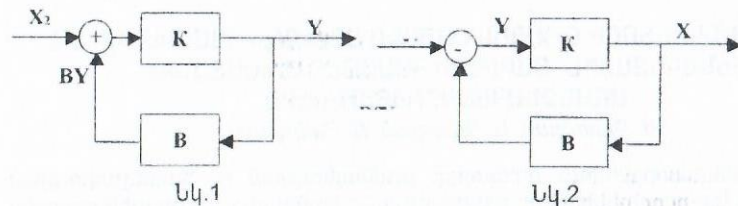
Վերջին պնդման համաձայն տարրեր հետազոտական խնդիրների, որոնք վերաբերում են որակի ցուցանիշների հարցերին, քիչ ուսումնասիրված և մեծ հիմնախնդիրներ է դեռևս օդային բացակի ոչ սիմետրիկության ու շահագործման ժամանակ կրկակալների ոչ հավասարաչափ մաշվելու գործընթացի համատեղ ստուգումն է:

Ուսումնասիրենք առաջացած խնդիրն ավելի մանրամասն: Նպատակին հասնելու կարճ ճանապարհը, մեր համոզմամբ, կարող է լինել հետադարձ կապի համակարգի իդեալական մոդելի օգտագործումը՝ կազմված ստատորից, ռոտորից և լիսեռին ամրակցված աշխատանքային սկավառակից, որը հենվում է կրկակալների սեզմենտներին, որոնցում փակող օղակը օդային բացակն է: Օդային բացակի ասիմետրիայի ու կրկակալների սեզմենտների անհավասարաչափ մաշվածության միջև գոյություն ունի որոշակի կապ: Իրոք, ստեղծված ոչ միանման պայմանների ու մաշվածության տարբերության փոխկապակցվածության հետևանքով հնարավոր է երկու ելք:

Առաջին դեպքում ռոտորը և ստատորը ընդունում ենք որպես իդեալական համառանցք գլաններ:

Երկրորդ դեպքում տարրեր պատճառներով ստեղծվում է ստատորի այլ դիրք ռոտորի նկատմամբ: Դա կբերի կրկակալի սեզմենտների և ուղղորդ առանցքակալների վրա ճնշման անհավասարաչափ բաշխման, սեզմենտների մաշվածության աճի և վերջապես լիսեռի հորիզոնի նկատմամբ ուղղահայաց ուղղության աշխատանքային սկավառակի հարթության անկյան շեղմանը: Այդ պատճառով առաջանում է աշխատանքային սկավառակի ավելորդ սեղմում կրկակալի սեզմենտներին նրա տրամագծի մի կողմից և հեռացում մյուս կողմից, որը բերում է նույն սեզմենտների վրա ճնշման էլ ավելի մեծացման:

Եթե ընդունենք կրկակալների մաշվածությունը որպես որևէ համակարգի ելքային Y մեծություն, որի մեծությունը կախված է X մուտքային մեծությունից, ապա դրական հետադարձ կապի առկայության դեպքում այն կարելի է ներկայացնել նկ. 1-ում պատկերված շղթայի տեսքով:



Ընդ որում F միակողմանի մագնիսական ճիգի մեծությունը համեմատական է X_2 -ին (հետագայում՝ X) քանի որ $F \sim 1 / X_1$:

Քանի որ ամենամեծ երկարության X_2 -ի և ամենափոքր X_1 -ի բացակների ցանկացած ասիմետրիայի դեպքում հավասար են $2\delta_0$, որտեղ δ_0 -ն ասիմետրիայի դեպքում միակողմանի օդային բացակի արժեքն է, այնպես որ $X_2 = 2\delta_0 - X_1$:

$$F = X_2 K / (1 - K \cdot B), \quad (1.1)$$

որտեղ K -ն ուղիղ ալիքի փոխանցման գործակիցն է, իսկ B -ն՝ շղթայի հետադարձ կապի փոխանցման գործակիցը: Այս դեպքում $Y \leq M$, որտեղ M -ը որոշակի դրական թիվ է, քանի որ $K < 1$ և $B < 1$: Այդ գործընթացը կատարվում է ինչպես առանց հզորության ճիգի հետադարձ կապի շղթայում՝ $Y \rightarrow X$, այնպես էլ ուղիղ փոխանցման ալիքի՝ $X_2 \rightarrow Y$ պատճառով:

Ռեսուրսափորությունները թույլ են տալիս անել մի շարք հետևություններ: Առաջին՝ բացակայում են էներգիայի կուտակիչներ և դրա փոխանակման այնպիսի պայմաններ, որոնք կարողանան առաջացնել ինքնատատանումներ (թեկուզ մարող), այդ պատճառով այն կգտնվի X_2 -ի և Y -ի դինամիկ հավասարակշռության մեջ:

Երկրորդ՝ տրված գործընթացը կարելի է ներկայացնել տարրական անալիտիկ արտահայտությունների տեսքով.

$$F = K_1 / X_1, \quad (1.2)$$

որտեղ K_1 -ը F միակողմանի մագնիսական ճիգով օդային բացակի մարող երկարության փոխակերպման գործակիցն է:

$X_1 = \delta_0 - \varepsilon$, իսկ ε -ը ռոտորի պտտման կենտրոնի իրական և հավաքական առանցքների մեծությունների տարբերությունն է:

$$\begin{cases} Y = \beta \Delta P, \\ \Delta P = k_2 \varepsilon, \end{cases} \quad (1.3)$$

որտեղ β -ն մաշվածության գործակիցն է, ΔP -ն՝ նորմալ ուժի ավելցուկային մեծությունը, K_2 -ը՝ համապատասխանության գործակիցը, որը որոշվում է (1.4.)-ից:

$$\begin{cases} Y = \beta k_2 (X_2 - \delta_0), \\ F = k_1 / (2\delta_0 - X_2), \\ F = \beta k_1 k_2 / (\beta k_2 \delta_0 - Y). \end{cases} \quad (1.4)$$

X_2 -ը փոխարինենք X -ով, ապա ասիմետրիայի բացակայության դեպքում (հետադարձ կապ չկա $B = 0$) (1.1) -ը և (1.4) -ը դառնում են նույնը.

$$\begin{cases} Y = \beta k_2 X, \\ Y = K X, \end{cases} \quad (1.5)$$

որտեղից հետևում է, որ $K = \beta K_2$, իսկ քանի որ $K_2 \rightarrow 0$, նույնիսկ $\beta \gg 1$ հնարավոր է $K \leq 1$ նաև $K > 1$ դեպքում: Հետադարձ կապի առկայության դեպքում.

$$Y = K / (1 - K \beta) X, \quad (1.6)$$

Ընդ որում, քանի որ $0 \leq B \leq 1$, և $KB \leq 1$, $KB \gg 1$ դեպքերում առաջանում է ինվերսիա (շրջում) Y :

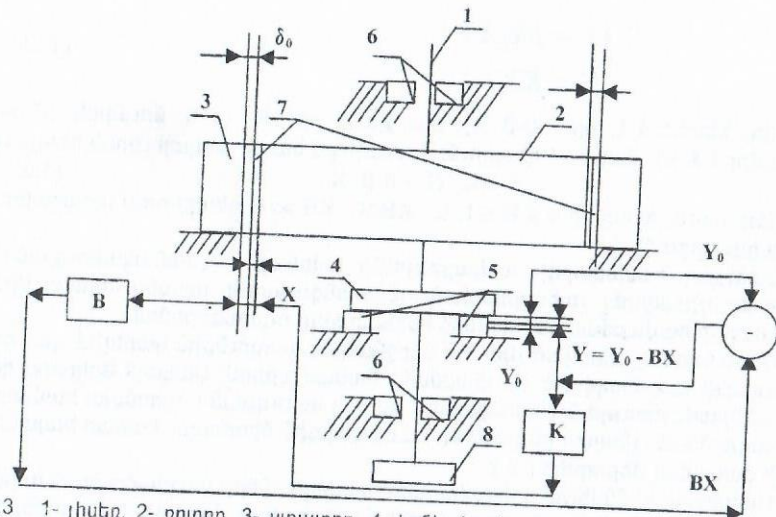
Ստուգող համակարգի առկայությունը ամենայն հավանականությամբ չի կարող երաշխավորել շահագործման անվտանգությունը առանց նորմալ վիճակում ռոտորի հավաքման հետադարձ համակարգի օգտագործման:

Մյուս կողմից, կասկած չկա, որ վերջնական արդյունքին կարելի է զալ օդային բացակի ասիմետրիայի նույնացման ճանապարհով: Սակայն երկրորդ դեպքում անհրաժեշտություն է առաջանում ևս մեկ ստուգման ավտոմատ համակարգի իրագործման, չնայած ընդհանուր համակարգին միանալու համար հայտնի են ավելի օպտիմալ մեթոդներ [2]:

Այսպիսով, հիմնվելով կրնկակալների սեզնետների մաշվածության գործընթացի նախնական վերլուծության արդյունքների վրա, կարելի է միարժեքորեն պնդել, որ համակարգը իրենից պետք է ներկայացնի հետադարձ բացասական կապով համակարգ, որը բերված է նկ. 2-ում և որի համար մուտքային մեծություն պետք է լինի սեզնետի մաշվածությունը, իսկ ելքային մեծությունը՝ օդային բացակի ասիմետրիան: Y կոորդինատի փոփոխության անկախությունը երկու սխեմաներում էլ տրվում է միակողմանի ուղղությամբ, այսինքն Y մեծությունը աճում է մաշվածության հետևանքով, իսկ նրա փոքրացումը կատարվում է ի հաշիվ ռեալ մաշվածության: Եթե Y մաշվածության փոքրացումը պայմանավորում է X մեծության փոքրացմամբ, ապա դա չի նշանակում, որ X -ի փոքրացումը մաշվածության փոքրացում է:

Իրականում X -ի այդպիսի փոքրացումը կարող է ձևավորվել սեզնետի վերելքի բարձրության աճով՝ համարժեք Y մաշվածության փոքրացման, որը կարելի է իրականացնել միայն հարկադրաբար: Մաշվածությունը կարող է առաջանալ և հասնել որոշակի թույլատրելի արժեքի, որից հետո մտնել բացասական հետադարձ կապի գործունեության մեջ, որի շնորհիվ Y մեծությունը կկարգավորվի աճման ճանապարհով և Y_0 որոշակի հաստատուն մեծության շուրջ փոքրացմամբ:

Ավելի հեշտ է նշված կարգավորումը իրականացնել հիդրավլիկ հիմք ունեցող սեզնետներով կառուցվածքում (նկ.3): [1]



Նկ.3 1- լիսեռ, 2- ռոտոր, 3- ստատոր, 4- կրնկակալի աշխատանքային սկավառակ, 5- կրնկակալի սեգմենտներ, 6- ուղղորդ առանցքակալների սեգմենտներ, 7- օդային բացակ, 8- շառավղա-առանցքային տուրբինի աշխատանքային սկավառակ:

Նշված կոնստրուկցիայում սեգմենտի Y աճի բարձրությունը կարգավորվում է հենակային խցում յուղի մատակարարումը փոխելով կամ խցից յուղի արտահանման միջոցով:

Հենակային խուցերը (5), ունենալով ծալքային կառուցվածք, կարող են փոփոխել իրենց ծավալը՝ փոխելով բարձրությունը ծալքերի ուղղահայաց տեղաշարժի շնորհիվ: Երբ ասիմետրիան բացակայում է, այսինքն, երբ $Y = \delta_0$, հետևաբար $Y = Y_0$ կրնկակալների սեգմենտները հավասարաչափ են մաշվում:

Այսպիսով, ասիմետրիայի և անհավասարաչափ մաշվածության փոխազդեցության ուսումնասիրությունը թույլ է տալիս հայտնաբերել ասիմետրիայի ու այլ արտաքին ազդեցությունների կապը, որոնք անհրաժեշտ են սեգմենտին ազդելու համար, որպեսզի վերանա առաջացած ասիմետրիան:

Գրականություն

1. Разработка алгоритмов, методов и средств диагностики эксплуатационного состояния гидрогенераторов /Отчет Берберян Г.В.- ГИУА, 2002.
2. Исследование систем диагностики и управления опорных элементов синхронных машин: Диссертация Давтян Н.О.-ГИУА
3. Коваль А.А., Нецевский А.Б. Эксплуатационный контроль асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора // Энергетика и электрификация, 1984.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ УСТРОЙСТВОМ КОНТРОЛЯ ТЕПЛООВОГО СОСТОЯНИЯ ГИДРОГЕНЕРАТОРА

Р. Акопян, А. Айрапетян, С. Овсепян

При разработке устройств теплового контроля гидрогенератора в процессе эксплуатации была установлена возможность применения естественной модуляции потока излучения, обусловленной геометрией активных узлов гидрогенератора, что позволило использовать метод сканирования внутренней поверхности статора со стороны вращающегося ротора приемниками инфракрасного излучения, установленными на роторе [1].

Однако при применении этого метода измерения возможно возникновение погрешности, обусловленной потерей постоянной составляющей сигнала на его входе.

С целью определения этой погрешности рассмотрим случай сканирования нормально нагретых зон активного узла гидрогенератора (например, зубцов статора) при наличии одной перегретой зоны. Данный случай является простейшим, позволяющим провести детальное исследование поведения приемника при различных его параметрах. Для определения выходности сигнала приемника излучения в этом случае воспользуемся методом суперпозиции. При этом чередование нормально нагретых зубцов и пазов представим как синусоидальную кривую, а перегретого зубца – как непрерывную последовательность прямоугольных импульсов с длительностью T и периодом следования, равным T .

Известно, что превышение температуры детектора θ под воздействием падающего потока излучения $\Phi(t)$ описывается уравнением

$$H \frac{d\theta}{dt} + G_T \theta = \epsilon \Phi(t), \quad (1)$$

где ϵ - коэффициент излучательной способности пакета зубца; H - теплоемкость пироэлемента; G_T - теплопроводность по всей длине.

Ток, генерируемый пироэлементом, определяется как

$$i = \frac{dQ}{dt} = \gamma A \frac{d\theta}{dt}, \quad (2)$$

где Q - заряд на гранях пироэлемента, возникающий при превышении температуры; γ - пироэлектрический коэффициент; A - площадь пироэлемента.

Если пироэлемент соединяется к истоковому повторителю, то эквивалентная схема замещения представляет собой цепь параллельно соединенных источника тока i , конденсатора C и электропроводности G_E . Уравнение по второму закону Кирхгофа для мгновенного значения тока представляется как

$$i = G_E U + C \frac{dU}{dt}. \quad (3)$$

Приведем уравнения (1) и (4) к системе двух дифференциальных уравнений

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{G_T}{H} \theta = \frac{\varepsilon}{H} \Phi, \quad \frac{dU}{dt} + \frac{G_E}{C} U = \frac{\gamma A}{C} \frac{d\theta}{dt}, \quad (4)$$

где $\tau_T = H/G_T$ - тепловая постоянная времени; $\tau_s = C/G_E$ - электрическая постоянная времени выходной цепи пирозлектрического приемника.

Решая систему (4) операторным методом, амплитуда выходного напряжения приемника излучения под воздействием синусоидального потока равна

$$|U| = \frac{\varepsilon \gamma A \omega \Phi_{\sin}}{HC \sqrt{(\omega^2 + \tau_s^{-2})(\omega^2 + \tau_T^{-2})}}, \quad (5)$$

где Φ_{\sin} - величина потока, определяемая температурой нормально нагретого зубца.

Определим выходное напряжение пирозлектрического приемника под воздействием импульсного излучения. С целью упрощения расчета представим эту последовательность импульсов как сумму положительных и отрицательных скачков излучения, посылаемых в моменты, соответствующие фронту и спаду этих импульсов. В этом случае можно применить классический метод расчета переходных процессов в цепях постоянного тока. Для момента времени $0 \leq t \leq t_1$ общее решение дифференциальных уравнений (4) имеет вид

$$\theta_1 = C_1 e^{-\frac{t}{\tau_T}} + \frac{\varepsilon}{H} \Phi_0 \tau_T, \quad \frac{d\theta_1}{dt} = -\frac{1}{\tau_T} C_1 e^{-\frac{t}{\tau_T}},$$

$$U_1 = C_2 e^{-\frac{t}{\tau_s}} - \frac{\gamma A C_1 e^{-\frac{t}{\tau_T}}}{C \tau_T (\tau_s^{-1} - \tau_T^{-1})}. \quad (6)$$

Для момента времени $0 \leq t \leq t_2$ общее решение дифференциальных уравнений (4) имеет вид

$$\theta_2 = C_3 e^{-\frac{t}{\tau_T}}, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = -\frac{1}{\tau_T} C_3 e^{-\frac{t}{\tau_T}},$$

$$U_2 = C_4 e^{-\frac{t}{\tau_s}} - \frac{\gamma A C_3 e^{-\frac{t}{\tau_T}}}{C \tau_T (\tau_s^{-1} - \tau_T^{-1})}, \quad (7)$$

где C_1, C_2, C_3, C_4 - значения постоянных интегрирования.

Для нахождения их значений воспользуемся условиями периодичности, т.е. $\theta_1(0) = \theta_2(t_2), \theta_1(t_1) = \theta_2(0), U_1(0) = U_2(t_2), U_1(t_1) = U_2(0)$, откуда

$$C_1 = -\varepsilon \Phi_0 \tau_T (1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_T}}) / H \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_T}} \right), \quad (8)$$

$$C_2 = \gamma A \tau_s \left\{ \frac{C_1 \left[e^{-\frac{t_1 - t_2}{\tau_T}} - 1 \right] - C_3 (e^{-\frac{t_2}{\tau_s}} - e^{-\frac{t_1}{\tau_T}})}{C (\tau_T - \tau_s) (e^{-\frac{t_2}{\tau_s}} - 1)} \right\}, \quad (10)$$

$$C_3 = \frac{\varepsilon}{H} \Phi_0 \tau_T \left[1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_T}} (1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_T}}) / (1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_T}}) \right], \quad (11)$$

$$C_4 = \frac{\gamma A \tau_s \left[e^{-\frac{t_2}{\tau_s}} (C_3 e^{-\frac{t_1}{\tau_T}} - C_1) + C_1 e^{-\frac{t_1}{\tau_T}} - C_3 \right]}{C (\tau_T - \tau_s) (e^{-\frac{t_2}{\tau_s}} - 1)}, \quad (12)$$

где Φ_0 - величина потока, определяемая температурой перегретого зубца.

Погрешность, возникающая при измерении температуры зубца, следующего за перегретым зубцом, может быть определена по следующей формуле:

$$\delta = \frac{U_2}{U_{\sin}} = \frac{C_4 e^{-\frac{0.75 T_f}{\tau_s}} - \frac{\gamma A \tau_s C_3 e^{-\frac{0.75 T_f}{\tau_T}}}{C (\tau_T - \tau_s)}}{\frac{\varepsilon \gamma A \omega \Phi_{\sin}}{HC \sqrt{(\omega^2 + \tau_s^{-2})(\omega^2 + \tau_T^{-2})}}}, \quad (13)$$

где $f = 1/T_f = 2\pi/\omega$ - зубцовая или полюсная частота.

В (13) $t = 0.75 T_f$ соответствует координате амплитудного значения потока зубца, следующего за перегретым.

Сопоставление численного и аналитического решения по (13) показало, что при замене синусоидального потока в зоне перегрева прямоугольным импульсом, амплитуда которого равна амплитуде синусоидального потока, возникает расхождение в определении погрешности на 12%, а при замене прямоугольным импульсом, амплитуда которого определяется из условия равенства его площади к площади синусоидального потока, погрешность составляет 0,5%.

Таким образом, полученное аналитическое выражение позволяет с достаточной точностью определить погрешность, возникающую вследствие потери постоянной составляющей сигнала для конкретного типа пирозлектрического приемника излучения и конкретного гидрогенератора.

Литература

1. А.с. М157367(СССР). Устройство для контроля температуры зубцовой зоны гидрогенератора / Д.Я.Свет, Т.М.Немени, А.М.Пантелеев, Р.Е. Аюкян и др. - Оubl. в Б.И.- 1985.- М19.

КРИТЕРИИ ВЫБОРА НОРМ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ СБРОСЕ-НАБРОСЕ СТУПЕНЕЙ НАГРУЗКИ АВТОНОМНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Р. Оганян

В стандартах на автономные синхронные генераторы (СГ) общего применения предъявляются требования по уровню в пределах $\pm 20\%$, отклонений выходного напряжения генератора от номинального значения при сбросе-набросе (С-Н) нагрузки с номинальными значениями тока и коэффициента мощности. Последний в преобладающем числе автономных электроагрегатов принимается равным 0,8.

В [1] предложены новая концепция для расчетного определения отклонений напряжения ΔU при С-Н нагрузки и формулы для вычисления ΔU при номинальных значениях тока нагрузки и $\cos \varphi$. В [2] разработана расчетная формула, посредством которой определяется максимальное изменение напряжения ΔU при С-Н любой нагрузки по трем экстремальным значениям осциллографированных фазных напряжений, одновременно измеренных в случайный момент С-Н нагрузки.

Однако ряд специальных потребителей, имеющих высокочувствительную в отношении уровня напряжения аппаратуру, которая часто включается и отключается от автономного электроагрегата, дополнительно выдвигает требования нормированного ограничения (в технических условиях) величины отклонения напряжения при С-Н половинной нагрузки.

В отдельных случаях некоторые спецпотребители, в целях более строгого ограничения колебаний напряжения, вводят в инструкцию по эксплуатации агрегата пункт, допускающий С-Н нагрузки ступенями не более 50% от номинальной.

Однако для технически обоснованного определения уровня ΔU в этих случаях следует произвести анализ предложенных в [1] формул для ступеней нагрузки. В формуле для ΔU , полученной в [1], должно быть дополнение, учитывающее С-Н к-й части тока нагрузки, где коэффициент нагрузки k лежит в диапазоне $0 \dots 1$.

Согласно [1], для номинального тока при С-Н, принятого за 1 в долевых единицах, величина ΔU определяется как

$$\Delta U = \frac{x_q \cdot \cos \varphi}{\sqrt{x_q^2 + 2x_q \sin \varphi + 1}} \quad (1)$$

Формула (1) выведена из соотношения отрезков векторной диаграммы Blondela, построенной для номинальных значений тока и напряжения, принятых за 1. В этой формуле величина x_q есть произведение единицы тока на значение синхронного индуктивного сопротивления по поперечной оси, выраженного также в относительных единицах. Поэтому при пересчете на k -ю часть номинального тока все члены формулы (1), содержащие параметр x_q , должны быть умножены на k . Таким образом, формула для ΔU при k -й части тока нагрузки при С-Н запишется в виде

$$\Delta U = \frac{kx_q \cdot \cos \varphi}{\sqrt{k^2 x_q^2 + 2kx_q \sin \varphi + 1}} \quad (2)$$

При этом с достаточным для практических расчетов приближением можно считать, что значение x_q в основном уменьшается с насыщением в функции от уровня напряжения генератора и слабо зависит от величины тока нагрузки, поэтому в (2) может быть подставлено именно это значение x_q с учетом насыщения от уровня напряжения.

В частности, если нормируется значение ΔU при С-Н половинного значения номинального тока при $\cos \varphi = 0,8$, уравнение (2) примет вид

$$\Delta U = \frac{0,4x_q}{\sqrt{0,25x_q^2 + 0,6x_q + 1}} \quad (3)$$

В [1] было показано, что требуемый уровень $\Delta U \leq 0,2$ при С-Н номинальной нагрузки и при $\cos \varphi = 0,8$ достигается, если насыщенное значение x_q не превышает 0,3 отн.ед. Подставляя это предельное значение в (3), получим для ΔU при 0,5 тока нагрузки,

$$\Delta U = \frac{0,12}{\sqrt{0,25 \cdot 0,09 + 0,6 \cdot 0,3 + 1}} = 0,118.$$

Таким образом, для регламентации ΔU при С-Н половинного тока и $\cos \varphi = 0,8$ технически обоснованной является величина $\Delta U \leq 0,12$, если при полной нагрузке требуется $\Delta U \leq 0,2$. Для определения ΔU при $\cos \varphi = 1$ и нагрузочном токе 0,8 дол. единиц будем иметь уравнение

$$\Delta U = \frac{0,8x_q}{\sqrt{0,64 \cdot x_q^2 + 1}} \quad (4)$$

Подстановкой в (4) предельного значения $x_q = 0,3$ (согласно [1]) получим

$$\Delta U = \frac{0,24}{\sqrt{0,64 \cdot 0,09 + 1}} = 0,233.$$

Следовательно, если заказчик СГ ставит условие непревышения ΔU от нормативного значения 0,2, также в случаях С-Н нагрузки при $\cos \varphi = 1$, то требование по ограничению величины x_q ужесточается, а именно: насыщенное значение x_q в этом случае в СГ не должно превышать 0,255 долевых единиц. Расчетная практика показала, что такой низкий уровень поперечного синхронного индуктивного сопротивления технически целесообразно получить применением усиленной демпферной обмотки в полюсном наконечнике, при наличии которой достигается $x_q' < x_q$, поскольку иные пути уменьшения x_q (увеличение воздушного зазора, уменьшение ширины полюсного наконечника) существенно ухудшают технико-экономические показатели генератора.

Литература

1. Оганян Р.В. Изменение напряжения автономного синхронного генератора при сбросе-набросе нагрузки //Электричество.- 2004, №10.
2. Оганян Р.В. Расчетно-экспериментальное определение отклонений напряжения при сбросе-набросе нагрузки автономного синхронного генератора //Электричество. – 2000. - №9.

О МЕТОДЕ РАСЧЕТА УСРЕДНЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НЕОДНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ С УЧЕТОМ ДВОЙНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ

А.Саргсян
/Гюмри/

Неоднородные материалы имеют широкое прикладное применение. Невозможно указать область науки и техники, где бы не применялись эти материалы. Особенно следует отметить области коллоидной химии, физики диэлектриков, биофизики и т.д. Поэтому исследованьем электрических, магнитных, тепловых и иных свойств этих материальных сред начали заниматься со времен Максвелла.

Сложность структур неоднородных материалов (НМ), разнородность форм инородных тел (включений) и другие факторы не позволяют точно рассчитать электрические, магнитные и иные поля в неоднородностях, поэтому предложенные формулы для расчета интегральных параметров таких материалов являются в той или иной степени приближенными [1-6]. Если исследований при наличии простого электрического слоя, где применима теория поляризации Максвелла - Вагнера, достаточно много, то при наличии двойного электрического слоя их значительно меньше.

В данной статье предлагается метод определения интегральных материалов НМ, когда на разделе неоднородностей имеются простой и двойной электрические слои. Метод опирается на результаты, полученные нами в ранних исследованиях [7-11].

Предположим, имеем двухкомпонентную дисперсную систему, диэлектрические проницаемости дисперсионной среды и дисперсной фазы (включений) соответственно равны ϵ_1 и ϵ_2 . Приложенное внешнее электрическое поле с напряженностью E_0 однородное. Для простоты пусть включения имеют сферическую форму, радиус которых равен a . Для определения усредненного (интегрального) значения диэлектрической проницаемости ϵ такого неоднородного материала, согласно лоренцеву усреднению

$$\epsilon = \epsilon_{cp} = \frac{1}{V_0} \int_{V_0} \epsilon_{мн} dv, \quad (1)$$

из реальной неоднородной среды можно получить ее эквивалентную модель (рис.1б)

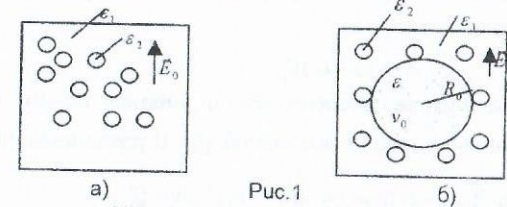


Рис.1

Заметим, что в (1) усреднение микроскопической величины $\epsilon_{мин}$ проводится в физически бесконечно малом сферическом объеме V_0 радиуса R_0 . Условием эквивалентности реальной среды (рис.1а) и ее модели (рис.1б) является то, что в произвольных точках вне области усреднения потенциалы (поля) в обеих системах должны быть равными. А это является следствием равенства энергий поляризации этих систем.

Пусть в объеме V_0 число включений равно n_0 , а вне этой области V_1 - n_1 . Из условия равенства энергии при поляризации реальной среды (рис 1а) и ее модели (рис1б) с применением теоремы векторного поля получена формула

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n_0} \int_{V_{2i}} (\epsilon_1 - \epsilon_2) E_{2i} E_0 dv = \frac{1}{2} \int_{V_0} (\epsilon_1 - \epsilon) E_i E_0 dv, \quad (2)$$

где V_{2i} - объем; E_{2i} - напряженность внутри i-го включения; E_i - напряженность внутри усредненного сферического тела с искомой диэлектрической проницаемостью ϵ . Это уравнение позволило получить ряд новых результатов, когда на разделе неоднородностей имеет место простой электрический слой. Если включения имеют одинаковые размеры, то уравнению (2) можно придать вид

$$n_0 \int_{V_{2i}} (\epsilon_1 - \epsilon_2) E_{2i} E_0 dv = \int_{V_0} (\epsilon_1 - \epsilon) E_i E_0 dv. \quad (3)$$

Однако энергию поляризации инородного тела, внесенного во внешнее поле с напряженностью E_0 , можно выразить и через вектора поляризации этого диэлектрического тела P .

В частности, энергию поляризации усредненного тела (правая часть уравнения (3)) можно представить и в эквивалентном виде

$$W_0 = -\frac{1}{2} \int_{V_0} \vec{E}_0 \vec{P}_i dv, \quad (4)$$

где вектор поляризации усредненного тела равен

$$\vec{P}_i = (\epsilon - \epsilon_1) \vec{E}_i \quad (5)$$

Но, согласно граничному условию, на разделе дисперсионная среда-

усредненное тело величина (5) представляет собой поверхностную плотность связанного заряда σ' на поверхности S_0 , охватывающий объем усредненного тела V_0 :

$$\sigma' = (\varepsilon - \varepsilon_1) E_i. \quad (6)$$

Тогда из равенства энергий (3), с учетом (4)-(6), можно получить равенство связанных зарядов включений Q_2' и усредненного тела Q' :

$$Q_2' = n_0 \int_{V_2} (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) E_2 dv = \int_{V_0} (\varepsilon - \varepsilon_1) E_i dv = Q'. \quad (7)$$

Литература

1. Bruggeman D.A.G. Berechnung verschiedener phisikalischer Konstanten in heterogenen Substanzen //Ann.Phys.-1935,В.24,Н.7.-Р.638.
2. Bottcher C. Theory of Electric Polarisation.-Amsterdam,1952.-249p.
3. Hanai T.Dielectric Theory on the Interfacial Polarization for Univ.-1961.-V.39 №6. -P. 341-367
4. Hanai T.Dielectric Properties of Emulsions //Koll.Z.-1971.-В 177,Н.1.-P.57-61.
5. Духин С.С., Шилов В.Н. Диэлектрические явления и двойной слой в дисперсионных системах и полиэлектролитах. -Киев: Наукова думка,1972.-20с.
6. Нетушил А.В. Модели электрических полей в гетерогенных средах херегулярных структур //Электричество.-1975, №10.-С.1-8.
7. Арамян М.А. Расчет поля в кубической пространственной системе сферических частиц, помещенных во внешнее однородное поле. //Теоретическая электротехника. Львовский государственный университет.- 1990.-Вып.49, №12.-С.107-118.
8. Арамян М.А. Расчет усредненных потенциальных полей и средних параметров дисперсионных систем регулярных структур с различными формами включений //Электричество.-1997, № 2. -С. 64-69.
9. Арамян М.А., Карапетян Г. Расчет усредненных параметров неоднородных сред с переменными свойствами включений //ИЖФ.- Минск, 2001. -Т.74, №1.-С.92-98.
10. Арамян М.А., Карапетян Г. Расчет диэлектрической проницаемости неоднородных материалов периодических структур усреднением уравнений потенциальных полей //ИЖФ.- Минск, 2001.- Т.74, №2. -С.99-102.
11. Стрэттон Дж.А. Теория электромагнетизма. -М.-Л.:ОГИЗ-Гостехиздат, 1948. - 540с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ СУХОГО ОСТАТКА ПИТЬЕВОЙ ВОДЫ НА ОСНОВЕ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ

Н. Саакян
Гюмри/

Целью работы является выявление связи между удельной электропроводностью и сухим остатком воды, влияние изменения температуры питьевой воды на удельную электропроводность.

Природные воды представляют собой в основном растворы смесей сильных

электролитов. Минеральную часть воды составляют главным образом ионы Na^+ , K^+ , Ca^{2+} , Cl^- , SO_4^{2-} , HCO_3^- [1]. Этими ионами и обуславливается электропроводность природных вод. Присутствие других ионов, например Fe(II) , Fe(III) , Mn(II) , Al(III) , NO_3^- , HPO_4^{2-} , H_2PO_4^- , не сильно влияет на электропроводность, так как эти ионы редко встречаются в воде в значительных количествах [2].

В поверхностных водах, содержащих преимущественно неорганические вещества, удельная электропроводность служит показателем их суммарной концентрации. Поэтому удельная электропроводность применяется для оценки минерализации вод [3].

Затруднения, возникающие при оценке суммарного содержания неорганических веществ (минерализации) по величине удельной электропроводности, обусловлены рядом причин. Главные из них-неодинаковая удельная электропроводность растворов различных солей, широкие вариации химического состава поверхностных вод.

В наших опытах для измерения электропроводности питьевой воды нами выбран метод осцимометрии, в котором изменение электрических свойств обмотки датчика преобразуется с помощью соответствующей электрической схемы в электрический сигнал и иллюстрируется индикатором. Блок-схема осцимометра приведена на рис. 1.

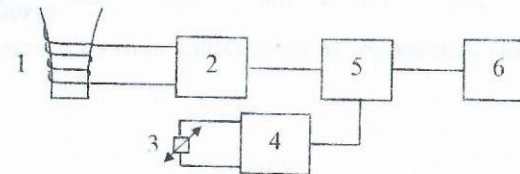


Рис.1. Блок-схема осцимометра:

где 1- измерительная ячейка (датчик), 2- высокочастотное измерительное устройство, 3- термометр, 4- измерительный контур температуры, 5- устройство установки компенсации температуры, 6- цифровой индикатор.

Экспериментальные исследования. В течение 10 дней высушивали по одному литру воды. Полученные сухие остатки собирали в одном сосуде и перемешивали стеклянной палочкой [4].

Брали 1л дистиллированной воды и, увеличивая концентрацию сухого остатка, измеряли электропроводность (каждый раз брали 300 мл воды, наливали в стеклянный сосуд, который погружали в датчик-обмотку, после чего осуществляли измерение). Результаты экспериментов представлены в таблице 1 и проиллюстрированы на рис. 2.

Одновременно для каждого значения концентрации изменяли температуру воды в диапазоне 14-30 С° и измеряли электропроводность. Результаты экспериментов представлены на рис. 3.

Сух. ост., Мг	160	166	172	178	184	190	196	202	206
УЭП См/см	0.0024	0.00262	0.00312	0.00339	0.00365	0.00402	0.00428	0.00436	0.00446

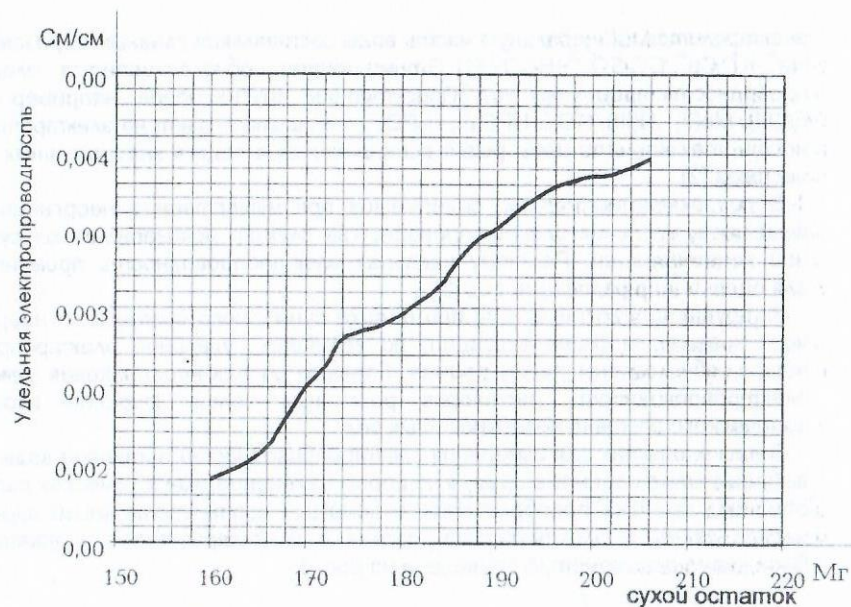


Рис. 2. Графическая зависимость между удельной электропроводностью и сухим остатком воды

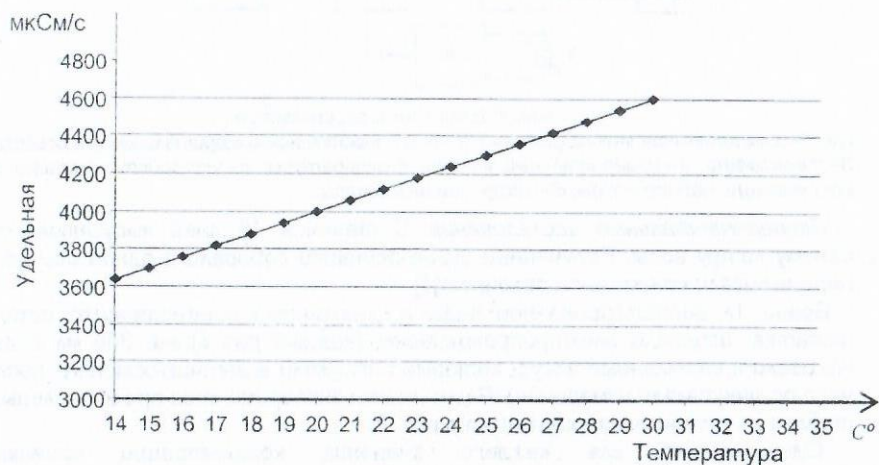


Рис. 3. Зависимость между удельной электропроводностью и температурой

Результаты экспериментов. Во время экспериментов значение сухого остатка колебалась в диапазоне 160–206 мг/л, а удельная электропроводность – $2,4 \cdot 10^{-3}$ – $4,5 \cdot 10^{-3}$ См/см.

Выводы. В наших экспериментах с увеличением концентрации сухого остатка (в диапазоне 160–206 мг/л) увеличивалась удельная электропроводность (в диапазоне $2,4 \cdot 10^{-3}$ – $4,5 \cdot 10^{-3}$ См/см).

Температура анализируемого раствора оказывает существенное влияние на измеряемые величины удельной электропроводности. Электропроводность растворов повышается с ростом температуры, так как при этом уменьшается их вязкость и увеличивается степень диссоциации. При повышении температуры на один градус удельная электропроводность раствора в среднем увеличивалась на 1,5%.

Литература

1. Воробьев Н.П. Применение измерения электропроводности для характеристики химического состава природных вод. – М.: Изд. АН СССР, 1963. – 234 с.
2. Лопатин Б.А. Теоретические основы электрохимических методов анализа. – М.: Высшая школа, 1975. – 215 с.
3. Крайхов С.Р., Швец В.М. Гидрогеохимия. – М.: Недра, 1992. – 463 с.
4. Бойкин Н.И., Рябов С.Н., Кутюлин С.А. Определение электропроводности природных и источных вод: Методические указания. – Новосибирск, НИИЖТ, 1990.